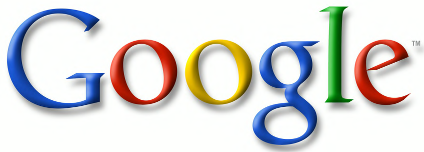
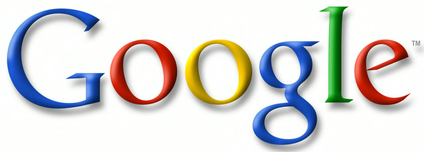







SIGILLVM · VNIVERSITATIS · CALIFORNIENSIS
LVX
FIAT
MDCCCLXVIII
EX LIBRIS

[redacted]

Band 18. Juli 1921. **Heft 1.**

Jahrbuch

Zeitschrift für drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der

Hochfrequenztechnik.

Unter Mitarbeit

von

Prof. Dr. **M. Abraham**, Dr. h. c. Graf **v. Arco** (Berlin), Prof. Dr. **L. W. Austin** (Washington), Prof. Dr. **Barkhausen** (Dresden), Dr. **W. Burstyn** (Berlin), Ober-Reg.-Rat Dipl.-Ing. **H. Eales** (Berlin-Lichterfelde), Dr. **A. Esau** (Berlin), Dr. **Lee de Forest** (New York), Prof. Dr. **Josef Geitler** (Graz), Ingenieur **W. Hahnemann** (Kiel), Prof. Dr. **Klebitz** (Berlin), Dr. **A. Meissner** (Berlin), Dr. **H. G. Möller** (Hamburg), Dr. **E. Nesper** (Wien), Ingenieur Dr. **Vald. Poulsen** (Kopenhagen), Dr. **Rottgardt** (Berlin), Oberingenieur **Scheller** (Berlin), Prof. Dr. **Sommerfeld** (München), Prof. Dr. **Freiherr Rausch v. Traubenberg** (Göttingen)

und unter besonderer Mitwirkung von

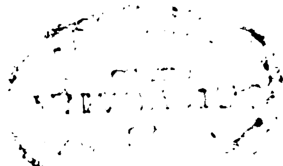
Prof. Dr. Dr. ing. h. c. Max Wien und **Prof. Dr. J. Zenneck**

herausgegeben von

Prof. Dr. Heinr. Faßbender

Anschrift des Herausgebers: Berlin-Lichterfelde, Enzianstr. 1. Tel.: Licht. 4352.





Berlin W.
Verlag von M. Krayn.
1921.

Monatlich erscheint ein Heft. 6 Hefte bilden einen Band.
Preis des Bandes M 40.—. Porto für die direkte Zusendung im Inlande M 2.40, nach dem Auslande mit Valutazuschlag. Preis des Heftes M 7.—.
Alle Buchhandlungen sowie die Verlagsbuchhandlung nehmen Bestellungen an.
Inserate werden mit 70 ... für 1 mm Höhe bei 55 mm Breite ...

Jahrbuch

Zeitschrift für drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie des Gesamtgebietes der

Hochfrequenztechnik

Unter Mitarbeit

von

Prof. Dr. **M. Abraham**, Dr. h. c. Graf **v. Arco** (Berlin), Prof. Dr. **L. W. Austin** (Washington), Prof. Dr. **Barkhausen** (Dresden), Dr. **W. Burstyn** (Berlin), Ober-Reg.-Rat Dipl.-Ing. **H. Eales** Berlin-Lichterfelde), Dr. **A. Esau** (Berlin), Dr. **Lee de Forest** (New York), Prof. **Josef Geitler** (Graz), Prof. Dr. **Kiebitz** (Berlin), Dr. **A. Meissner** (Berlin), Dr. **H. G. Möller** (Hamburg), Dr. **E. Nesper** (Wien), Ingenieur Dr. **Vald. Poulsen** (Kopenhagen), Dr. **Rottgardt** (Berlin), Oberingenieur **Scheller** (Berlin), Prof. Dr. **Sommerfeld** (München), Prof. Dr. **Freiherr Rausch v. Traubenberg** (Göttingen)

und unter besonderer Mitwirkung

von

Prof. Dr. Dr. ing. h. c. Max Wien und **Prof. Dr. J. Zenneck**

herausgegeben

von

Prof. Dr. Heinr. Faßbender

Achtzehnter Band

Mit 230 Figuren und 1 Tafel im Text



BERLIN W.
VERLAG VON M. KRAYN
1921

Druck von Metzger & Wittig in Leipzig.

Inhaltsverzeichnis.

(R. = Referate.)

Autorenverzeichnis.

Sachregister.

(Nach Stichwörtern der Überschriften geordnet.)

Seite

Patentschau von H. Eales.

Literaturverzeichnis.

Bücherbesprechungen.

Briefe an die Schriftleitung.

Kurze Mitteilungen.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. Juli 1921. Heft 1.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Die Maschinen für drahtlose Telegraphie.

Von **Karl Schmidt.**

Oberingenieur der C. Lorenz A. G., Berlin.

Die Generatoren für drahtlose Telegraphie können in zwei Abteilungen geordnet werden, und zwar:

I. Generatoren für gedämpfte Sender,
II. Generatoren für ungedämpfte Sender.

Die Abteilung I teilt sich wieder in folgende Gruppen:

a) Generatoren für gewöhnliche Funkenstrecken,
b) Generatoren für rotierende Funkenstrecken,
c) Generatoren für Löschfunkenstrecken.

Ebenso die Abteilung II in die Gruppen:

a) Generatoren für Poulsen-Lichtbogen,
b) Hochfrequenzmaschinen,
c) Generatoren für Elektronenröhren.

Die Generatoren Ia werden nur kurz beschrieben, da die Generatoren für die gewöhnlichen Funkenstrecken bedeutungslos geworden sind. Ebenso ist über die Generatoren Ib für rotierende Funkenstrecken, da sie meist normale Maschinen sind, wenig zu sagen.

Auch die Generatoren der Gruppe IIa unterscheiden sich von den normalen Maschinen sehr wenig, so daß nur eine kurze Schilderung derselben am Platze ist. Die Generatoren für Elektronenröhren sind nur kurz erwähnt, da man auf diesem Gebiet immer noch bei der Entwicklung steht.

Generatoren für Löschfunkenstrecken.

Bevor die Löschfunken aufkamen, hatte Hans Boas, Elektrotechnische Fabrik, Berlin, bereits verschiedene Mittelfrequenzmaschinen für drahtlose Telegraphie ausgeführt. Den Anlaß zu der Verwendung der Mittelfrequenzmaschine gab damals der Bau einer Maschine für ballistisch-kinematographische Zwecke, bei der es galt, 5000 Funken in der Sekunde in genau gleichen Abständen — in scharfer Trennung voneinander — zu erzeugen und als Lichtquelle zu benutzen. Die Lösung dieses Problems ist identisch mit dem der Erzeugung eines reinen Tones für die Funkentelegraphie.

Die Maschine für den erwähnten Zweck war als Motorgenerator in einem Gehäuse ausgeführt und war eine Klauenfeldmaschine mit

festem Stahlrotor und eingelegter Magnetisierungsspule. Sie gab bei 9000 Umdrehungen 2500 Perioden eine Leistung von etwa 2,5 KW.

Ferner hat Boas auch eine derartige Maschine für die Kaiserl. Marine gebaut, mit der noch vor Ausbildung der Löschfunkenmethode umfangreiche Versuche der telegraphischen Tonfunkenübertragung angestellt wurden.

Die Firma Pöge, Chemnitz, baute Mittelfrequenzgeneratoren für die ersten Telefunkenstationen nach dem System der tönenden Löschfunken. Sie wählte mit Rücksicht auf die Eisenverluste die in der Technik längst vergessene Gleichpolmaschine. Im folgenden wird zur Genüge gezeigt, daß sie die geeignetste Mittel- und Hochfrequenzmaschine ist. Die geringen Eisenverluste, dadurch bedingt, daß nur die Statorzähne der Wechselmagnetisierung ausgesetzt werden, der einfache Aufbau, bestehend aus einem massiven, wicklungslosen Rotor, der sich besonders für Hochfrequenzmaschinen mit hoher Umfangsgeschwindigkeit eignet, kennzeichnet diese Maschinentype als Hochfrequenzmaschine. Diese Type, die in der Starkstromtechnik durch die vorteilhaftere Wechselpoltype ganz verdrängt wurde, ist als Mittel- und Hochfrequenzmaschine wieder auferstanden. In den Anfängen der Wechselstromtechnik hatte man ebenfalls mit Rücksicht auf die Eisenverluste Gleichpoltypen verwendet. Erst durch die Verbesserung der Dynamobleche wurde sie dann durch die günstigere Wechselpoltype überflügelt. Für niedrigere Periodenzahlen bis auf ca. 200 Per/s ist die Wechselpoltype vorteilhafter. In Fig. 1 ist eine als Mittel- und Hochfrequenzmaschine ausgebildete Gleichpoltype schematisch in zwei Ansichten dargestellt. Der Rotor R besteht aus einem Stahlgußzylinder, der bei Hochfrequenzmaschinen als Körper gleicher Festigkeit ausgebildet ist. Auf der Oberfläche werden die entsprechenden Pole durch Einfräsen von Nuten erhalten. Der Stator besteht aus zwei Hälften S_1 S_2, zwischen denen die Erregerwicklung E in Form einer Ringspule liegt. Die in Nuten eingebettete Wechselstromwicklung W umschließt den Gesamtkraftfluß der einzelnen Pole des Rotors. Der magnetische Schluß wird durch das Joch J, das die beiden Statorhälften zylinderförmig umschließt, hergestellt. Die Nutenabmessungen sind dieselben wie bei normalen Wechselstrommaschinen. Meist verwendet man halbrunde Nuten mit einem Luftschlitz, der von großem Einfluß auf die Streuung der Maschine ist. Der Kraftfluß hat den in Abb. 1 gestrichelt dargestellten Verlauf. Aus den Rotorpolen tritt der Gleichpolkraftfluß (siehe 1) aus und vereinigt sich oberhalb der Statornuten. Es ist dann im Blechrücken wie im massiven Joch ein ruhender Kraft-

fluß, d. h. der Gesamtkraftfluß ändert sich bei Drehung der Maschine nicht, die magnetische Leitfähigkeit im Gesamtkreise bleibt also immer konstant. Dies ist ein für normale Gleichpolmaschinen wesentliches

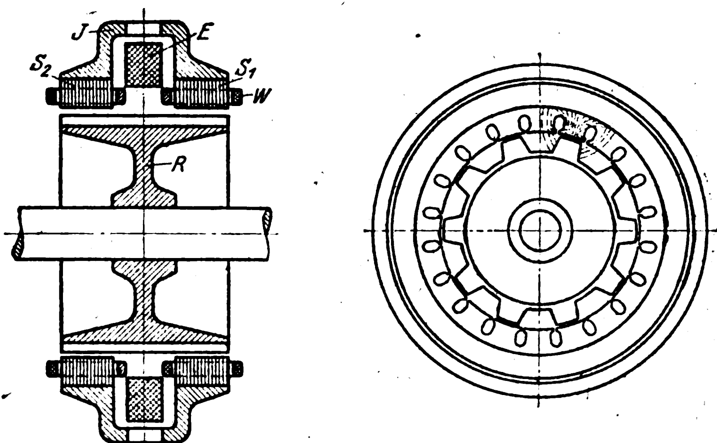


Fig. 1. Als Mittel- und Hochfrequenzmaschine ausgebildete Gleichpolmaschine.

Kennzeichen. Weiter unten wird gezeigt werden, daß es auch Gleichpolmaschinen gibt, deren magnetischer Gesamtkraftfluß infolge Änderung der Leitfähigkeit pulsiert. In Fig. 2 ist Φ_p der vom Pol ausgehende

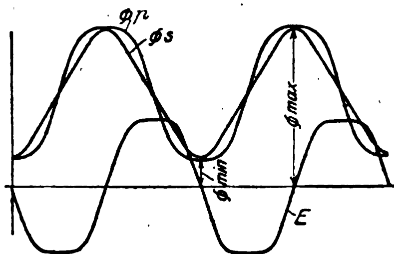


Fig. 2.

Φ_s der die Spule durchsetzende Kraftfluß und E die induzierte Spannung, die zugleich die Abbildung der Kraftflußverteilung im Luftspalt ist. Der Kraftfluß Φ pulsiert zwischen $\Phi_{min.}$ und $\Phi_{max.}$ Die Differenz gibt den nutzbaren Kraftfluß. Man hat also danach zu trachten, daß $\Phi_{min.}$ möglichst klein wird, was durch die richtige Dimensionierung der Pole erreicht wird. Auch spielt die Induktion im Rotorpol eine

sehr wichtige Rolle. Wird nämlich die Polsättigung immer höher, so steigt gegenüber der Eisenleitfähigkeit die Leitfähigkeit der Luft, d. h. die Streuung nimmt zu und daher Φ_{min}. Es wird also der nutzbare Kraftfluß kleiner und mithin die induzierte Spannung. Bei stärkerer Erregung der Maschine nimmt daher die induzierte Spannung ab, eine Erscheinung, die ungewöhnlich ist, da bei den normalen Dynamomaschinen die Spannung bei stärkerer Erregung immer noch etwas zunimmt, aber nie abfällt. Eine rechnerische Darstellung dieser Erscheinung hat der Verfasser in „ETZ" 1915, S. 283, gegeben. Mit der Erregung ändert sich auch die Spannungskurvenform der Maschine.[1]) Fig. 3 zeigt die Leerlaufcharakteristik einer Mittelfrequenzdynamo von 1,5 kVA Leistung.

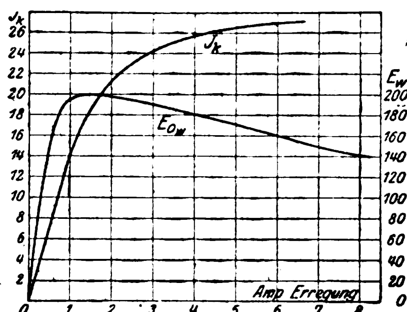


Fig. 3. Leerlauf- und Kurzschlußcharakteristik MDS. 529.
1,5 kVA. 110 V. 13,7 A.

Fig. 2 zeigt, daß man je Pol eine volle Periode erhält. Darin liegt aber der Hauptvorzug der Gleichpolmaschine. Vergleicht man die Wechselpolmaschine, so ist bei ihr bei gleicher Periodenzahl die doppelte Nutenzahl und Polzahl erforderlich, was ein großer Nachteil ist, da insbesondere bei höheren Periodenzahlen die Pole und Statornuten äußerst kleine Dimensionen erhalten würden, so daß die praktische Ausführbarkeit in Frage gestellt ist. Ferner sind die Streuungsverhältnisse bei einer Wechselpoltype mit kleiner Polteilung wesentlich ungünstiger als bei Gleichpolmaschinen.

Wie bereits erwähnt, besteht der Rotor meist aus einem massiven Eisenkörper. Interessant ist, daß die zusätzlichen Eisenverluste infolge des inversen Feldes äußerst gering sind. Obwohl der Luftspalt bis zu den größten Durchmessern nur etwa 1 mm beträgt und die Pol-

1) Vgl. die Arbeit des Verfassers in „ETZ", 1919, S. 562.

lücken zwecks Vermeidung von Luftgeräusch mit Aluminium oder auch einer leicht schmelzbaren Legierung ausgefüllt werden, ist die Erwärmung des Rotors bei Belastung, ja selbst bei Kurzschluß gering. Bei größerer Polteilung bzw. kleineren Periodenzahlen werden die zusätzlichen Verluste entsprechend größer.

Am geringsten sind die Rotorverluste bei Hochfrequenzmaschinen, bei denen man ohne jedes Bedenken massiven Rotor bis zu den höchsten Periodenzahlen anwenden kann. Es spielt hier der Luftspalt eine wichtige Rolle, der, auf die Polteilung bezogen, ein Maß für die Stärke des Statorfeldes ist. So beträgt z. B. bei einer Hochfrequenzmaschine von 3000 Umdrehungen und einer Polteilung von 3,5 mm der Luftspalt 0,5 mm, das Verhältnis Polleitung : Luftspalt = 7.

Nimmt man jetzt eine 300-Perioden von 300 KW-Leistung-Maschine zum Vergleich, so wird bei einer Polteilung von 157 mm und einem Luftspalt von 1 mm das Verhältnis 157. Es wird folglich die Stärke des inversen Statorfeldes entsprechend höher, um so mehr, als auch die Amperewindungen der Arbeitswicklung naturgemäß höher werden, die Folge davon ist, daß trotz verhältnismäßig kleiner Periodenzahl große Rotorverluste auftreten, während bei der Hochfrequenzmaschine die Arbeits-Amperewindungen nur einen Bruchteil von denen der Mittelfrequenzmaschine betragen. Auf Grund dieser Überlegung ist einzusehen, daß gerade bei Hochfrequenzmaschinen ohne jegliches Bedenken ein massiver Rotor verwendet werden kann.

Die gesamten Eisenverluste einer Mittelfrequenzmaschine betragen höchstens 10 % der Gesamtleistung der Maschine. Es findet legiertes Transformatorblech von 0,35 mm Stärke Anwendung. Unlegierte Bleche haben bis zu 40 % höhere Eisenverluste. Bei der Bearbeitung des legierten Bleches leiden die Werkzeuge sehr stark unter der Härte des Bleches, das bekanntlich äußerst hart und spröde ist. Die Folge davon ist eine starke Abnutzung der Stanzen und Werkzeuge, was die Massenherstellung der Maschine verteuert. Es ist daher mit Rücksicht auf billige Fabrikation mitunter angebracht, das leicht zu bearbeitende unlegierte Dynamoblech trotz seiner größeren Verluste dem harten Transformatorblech vorzuziehen. Das vielgefürchtete Ausschleifen der Statoroberfläche ist praktisch ohne Einfluß auf die Verluste.

So werden sogar Hochfrequenzmaschinen bis zu den höchsten Periodenzahlen auf der Statoroberfläche abgeschliffen, ohne daß eine nennenswerte Steigerung der Eisenverluste festzustellen ist. Wesentliche Einflüsse treten bekanntlich bei der Bearbeitung des Bleches ein. So verursacht das Stanzen des Bleches eine erhebliche Zunahme der Ver-

luste gegenüber denen, die im Epsteinapparat gemessen werden. Es treten mitunter Unterschiede von mehr als 100 % auf. Dieser große Unterschied mag auch teilweise durch Seitenstreuungen verursacht werden. Die Fig. 4 zeigt die Verlustkurven von legiertem Transformatorenblech von 0,35 mm Stärke bei verschiedenen Periodenzahlen. Wie ersichtlich, steigen die Eisenverluste bei höheren Periodenzahlen sehr rasch an. Während bei 50 Per und einem B = 10000 der Verlust 1,3 W/kg beträgt, steigt er bei 220 Per bereits auf

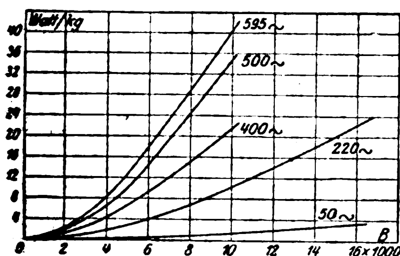


Fig. 4. Wattverluste von legiertem Blech 0,35 mm.

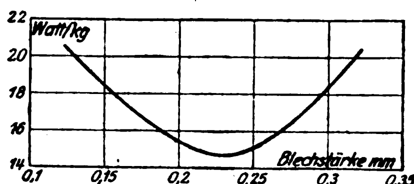


Fig. 5. Wattverluste von legiertem Blech bei 1000 Per und *B* = 5000.

10 W/kg. Interessant ist, daß sich für eine bestimmte Induktion und Periodenzahl auch immer eine günstigste Blechstärke ergibt, d. h., es tritt bei einer bestimmten Blechstärke ein Minimum an Eisenverlusten ein. In Fig. 5 ist bei einem B = 5000 und einer Periodenzahl von 1000 der Wattverlust in Funktion der Blechstärke aufgetragen. So ergibt sich in diesem Fall bei einer Blechdicke von 0,24 mm ein Minimum an Verlusten. Es ist daher nicht vorteilhaft, mit der Blechstärke unter ein gewisses Maß zu gehen. Es mag dies teilweise daher kommen, daß bei sehr dünnen Blechen der nutzbare Eisenquerschnitt immer kleiner wird. Da die Stromleiterzahl pro cm Ankerumfang meist sehr gering ist, können hohe Kupferbelastungen zugelassen werden. So sind Stromdichten von 15 bis 20 A/mm² fast immer zulässig, wenn die Statorbreite nicht zu groß ist und für gute Ventilation gesorgt wird.

Der große Bedarf der Mittelfrequenzmaschinen, die serienweise in Größen von 0,05 bis 300 kW gebaut werden, brachte es mit sich, daß dieselben zur höchsten Vollkommenheit ausgebildet wurden. Es wird eine derartig hohe Materialausnutzung erreicht, daß die Außendimensionen und Gewichte mitunter kleiner als bei 50-Per-Maschinen sind. Um sich ein Bild von der Bemessung einer normalen Gleichpolmaschine machen zu können, sind hier die geometrischen wie elek-

trischen Daten einer modernen AEG-Maschine von 3 kW Dauerleistung gegeben: Spannung 220 V, Drehzahl 1500, Polzahl 20, Strom 13,6 A, Periodenzahl 500, Statorinnendurchmesser 280 mm, Statoraußendurchmesser 340 mm, Statoreisenbreite 2 × 40 mm, Nutzahl 40, Nutdimension 6 × 12 mm (Halbrund), Luftspalt, einseitig 0,75 mm, Eisenverluste inkl. zusätzliche Verluste bei Normalspannung 250 W. Die Maschine gibt dauernd bei $\cos\varphi = 1$ 5 kW, bei $\cos\varphi = 0{,}8$ 4 kW, bei $\cos\varphi = 0{,}7$—3,75 kW ab. Die Widerstandszunahme im Stator betrug 19 %, in den Erregerspulen 20 %, Übertemperatur des Statoreisens 25°, Rotor 15°. Die Statorstromdichte betrug 7 A/mm², Stromdichte in der Erregerspule 3,7 A. Der Selbstinduktionskoeffizient der Maschine, der definiert sei durch den Quotienten aus Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom bei derselben Erregung, berechnet sich wie folgt:

$$L = \frac{E\omega}{J_k \cdot \omega} = \frac{200}{27{,}5 \cdot 2\pi 500} = 0{,}00231\,\mathrm{H}.$$

Der Selbstinduktionskoeffizient ist abhängig von der Sättigung. Hier ist ein mittlerer Wert herausgegriffen.

Bei höherer Erregung steigen die Eisenverluste sehr rasch an; während sie bei 220 V (der Normalspannung) 250 W betragen, betragen sie bei 250 V 400 W.

Interessieren dürfte noch die Zahl der Erregeramperewindungen. So betragen diese bei: 220 V Leerlauf = 1200 AW. 220 V $\cos\varphi = 1$ und 13,6 A 1540 AW, 220 V $\cos\varphi = 1$ und 30 A 3240 AW. Bei $\cos\varphi = 0$ nacheilend werden benötigt: bei 220 V 13,6 A 3000 AW, bei 220 V 18 A 5100 AW.

Der Wirkungsgrad der Maschine beträgt bei 220 V 13,6 A $\cos\varphi = 1 = 76$ %.

Der einzige Nachteil, den die Gleichpolmittelfrequenzmaschine besitzt, dürfte darin liegen, daß für eine Maschine immer 2 Statoren gewickelt werden müssen. Ganz besonders nachteilig ist dies bei Kleinmaschinen, wie sie für 0,05- bis 0,25-kW-Stationen benötigt werden. Die Maschinen erhalten dann meist geringe Eisenbreiten bis zu 15 mm, wobei die Windungszahl pro Nut ziemlich hoch wird. Es entstehen also verhältnismäßig hohe Wickelkosten. Auch ist für die Kleinmaschine der Aufbau kompliziert und das Gewicht verhältnismäßig hoch.

Durch eine Konstruktion des Verfassers werden die beiden Statorhälften zu einem Stator vereinigt (Fig. 6). Die Abbildung zeigt einen Schnitt durch die Maschine. Der Rotor besteht aus zwei gleichen

Teilen R_1 und R_2, auf deren Oberfläche die Pollücken eingefräst sind. Die beiden Rotorhälften tragen im Innern die Erregerspule W_e, deren Enden zu Schleifringen führen. Die beiden Hälften sind derart zusammengesetzt, daß einem Pol der einen Hälfte eine halbe Lücke der anderen gegenübersteht, die Pole sind also um eine Polteilung versetzt. Es kann also jetzt ein Stator mit durchgehender Wicklung verwendet

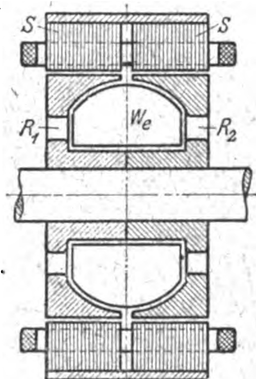


Fig. 6.

werden, d. h. man hat nur einen Stator zu wickeln. Ferner liegt ein weiterer Vorzug in der wesentlich geringeren mittleren Windungslänge der Erregerwicklung gegenüber der normalen Gleichpoltype. Das Erregerkupfergewicht sowie die Erregerverluste verringern sich bei dieser Konstruktion um einen wesentlichen Betrag. Allerdings hat man aber den Nachteil, daß Schleifringe für die Zuführung des Erregerstromes verwendet werden müssen.

Eine Mittelfrequenzmaschine, die für tönende Sender auf Flugzeugen wie für Kleinstationen ausgeführt wurde, soll hier näher beschrieben werden. Sie ist für 0,35 kW als Wechselpolmaschine nach Art der Klauenpolmaschine von der AEG ausgebildet worden. Aus den oben erwähnten Gründen hat man die Gleichpoltype bei kleinen Leistungen verlassen und die in den Anfängen der Wechselstromtechnik häufig gebaute Klauenpolmaschine gewählt. Die eben geschilderte Maschine des Verfassers ist das Übergangsstadium von der Gleichpoltype zur Klauenpoltype. Maßgebend war die Forderung einer Maschine von geringstem Gewicht, da der Verwendungszweck als Flugzeugmaschine die höchsten Anforderungen in dieser Beziehung stellen muß. In der

Fig. 7 ist die Maschine zusammengebaut und auseinandergenommen dargestellt. Wie ersichtlich, sitzt auf gleicher Welle ein Gleichstromanker bzw. ist eine Gleichstrommaschine mit der Wechselstrommaschine gekuppelt. Diese Maschine liefert einerseits den Erregerstrom für die Wechselstrommaschine, anderseits noch Gleichstrom für anderweitige Zwecke. Bei einem Gesamtgewicht von nur 8 kg, wobei der Sockel der Maschine, in dem Widerstände für die Einstellung der Station eingebaut sind, mitgerechnet ist, leistet die Wechselstrom-Gleichstrom-

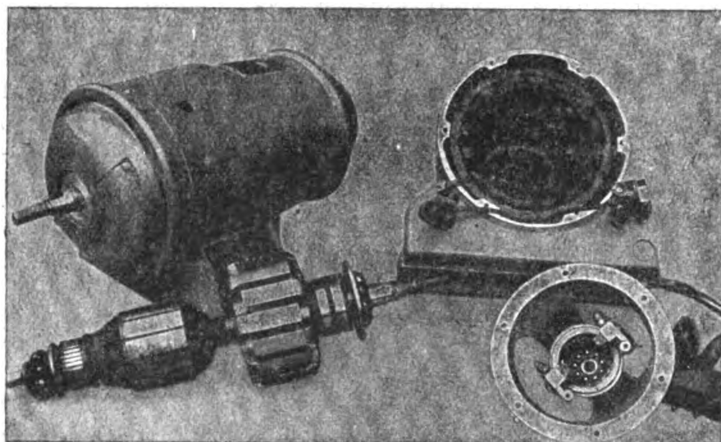


Fig. 7.

dynamo bei 4500 Umdrehungen dauernd 350 W Wechselstrom von 600 Per und 200 W Gleichstrom. Die maximale Wechselstromleistung beträgt über 500 W. Wie aus der Abbildung der Maschine ersichtlich wird der Erregerstrom durch Schleifringe dem Rotor zugeführt. Der maximale Erregerstrom beträgt bei 50 V nur etwa 0,2 A.

Der Statorblechschnitt trägt mit Rücksicht auf möglichst geringe Rückenhöhe runde Nuten. In Fig. 8 sind die charakteristischen Kurven der Dynamo für die Wechselstromseite und in Fig. 9 für die Gleichstromseite aufgezeichnet. Es ist E_v die Leerlaufspannungskurve, A_w die Leistungskurve in Abhängigkeit vom Belastungsstrom J_w bei Ohmscher Belastung. Wie aus der Belastungskurve ersichtlich, hat die Maschine bei einer Stromstärke von 2,4 A die höchste Leistung. Beim Betrieb auf die drahtlose Station, die mit einem scheinbaren $\cos\varphi = 0,7$ arbeitet, ist der Statorstrom etwa 3,4 A und die Spannung etwa

200 V. Die Maschine arbeitet also hier mit wesentlich größerer Leistung.

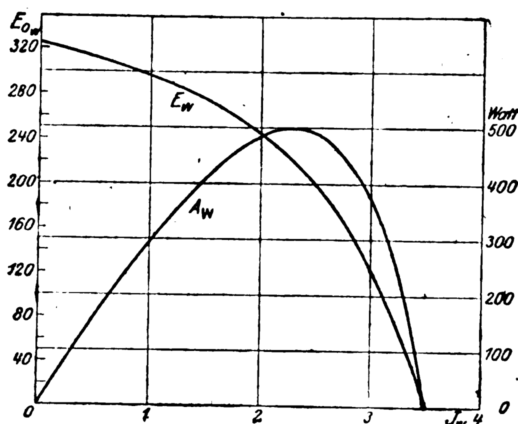


Fig. 8. Belastungslinien der normalen D-Maschine, Wechselstromseite für $n = 4500$ Umdr/min, $i = 0{,}13$ A.

Die Streuung zwischen den einzelnen Polen ist, wie überhaupt bei der Klauenpoltype, verhältnismäßig hoch. Um eine große Leistungsfähigkeit zu erzielen, ist es notwendig, die Maschine magnetisch schwach

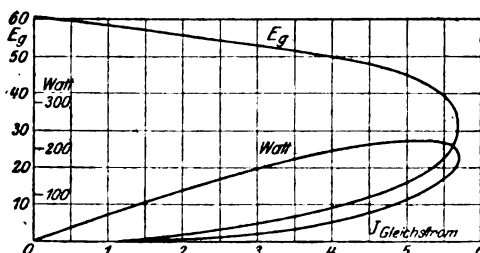


Fig. 9. Belastungslinien der Gleichstromseite einer D-Maschine für $n = 4500$.

zu beanspruchen und den Luftspalt auf ein Minimum zu reduzieren. Der Luftspalt beträgt hier nur 0,25 bis 0,3 mm. Bei diesem kleinen Luftspalt muß die Maschine äußerst solide ausgeführt werden, denn sonst verringert sich die Betriebssicherheit, noch dazu, wo die Maschine als Flugzeuggenerator starken Erschütterungen ausgesetzt ist. Der Antrieb der Maschine geschieht entweder durch Riemen oder Propeller. In neuerer Zeit wird sie unter Zwischenschaltung eines kleinen Zahnradvorgeleges vom Flugzeugmotor direkt angetrieben. Für größere

Leistungen ist die Klauenpoltype weniger geeignet, da einerseits hohe Eisenverluste auftreten, andererseits die Leistungsfähigkeit infolge des aus konstruktiven Gründen anzuwendenden größeren Luftspaltes beträchtlich verringert wird. Diese Nachteile treten besonders bei langsam laufenden Maschinen, also Maschinen mit hohen Polzahlen, auf.

Bei allen Mittelfrequenz- und insbesondere den Hochfrequenzmaschinen beeinflußt der Luftspalt in hohem Grade die Leistungsfähigkeit der Maschine. So wird z. B. die Leistung der oben beschriebenen Flugzeugmaschine bei Vergrößerung des Luftspaltes von 0,3 auf 0,45, also um 0,15 mm, einseitig um etwa 40 % verringert.

Verschiedene Firmen, insbesondere Hans Boas, haben die normale Wechselpoltype als Mittelfrequenzmaschine gebaut und verhältnismäßig recht gute Resultate erzielt.

Heyland gab eine Maschine für Mittel- und Hochfrequenz an, die in der Art der Erzeugung der Kraftflußschwankungen interessant ist. Diese Maschine wurde durch die Firma Dr. Erich Huth sehr häufig ausgeführt, es ist jedoch Näheres darüber soviel wie nichts an die Öffentlichkeit gelangt. Im folgenden soll daher etwas näher darauf eingegangen werden. Die Heylandsche Maschine unterscheidet sich von allen Dynamos grundsätzlich in der Erzeugung der Kraftflußschwankungen. Während bei allen Generatoren die Kraftflußschwankungen entweder durch Veränderung der magnetischen Leitfähigkeit des Kreises oder durch Drehen von Spulen im Magnetfeld und umgekehrt erzeugt werden, wird hier die Kraftflußänderung durch Reflexion mittels Kurzschlußwindungen hervorgebracht.

In Fig. 10 ist der Blechschnitt einer derartigen Maschine dargestellt. Es trägt der Stator 6 große und 6 kleine Pole. Auf den großen Polen sitzt die Arbeitswicklung, auf den kleinen die Erregerwicklung. Der Rotor besitzt 9 Nuten, in die Kupferstäbe eingelegt sind, welche an den Enden durch starke Kurzschlußringe verbunden sind. Steht der Rotor so im Feld, daß der vom Erregerpol E_1 ausgehende Kraftfluß über den breiten Rotorzahn zum großen Pol A_1 übertritt, so gehen die Kraftlinien infolge Schirmwirkung nicht durch die Kurzschlußwindungen des Rotors hindurch, sondern treten in dieselbe Windung ein wie aus. Der Kraftfluß kann also ungehindert zum Arbeitspol übertreten. Steht aber ein Rotorstab gerade über dem Nutenschlitz des Stators, so wird der vom Erregerpol ausgehende Kraftfluß gezwungen, nach dem Arbeitspol A_2 überzutreten, da der Kraftfluß zwischen E_1 und A_1 durch die Kurzschlußwindungen K abgeschirmt wird. Der von E_1 ausgehende Kraftfluß muß sich also über

A_2 schließen. Die Leistungsfähigkeit der Maschine ist verhältnismäßig hoch, trotzdem die Erzeugung der Energie eigentlich nur auf sekundäre Art hervorgerufen wird. Um die im Rotor auftretenden Kurz-

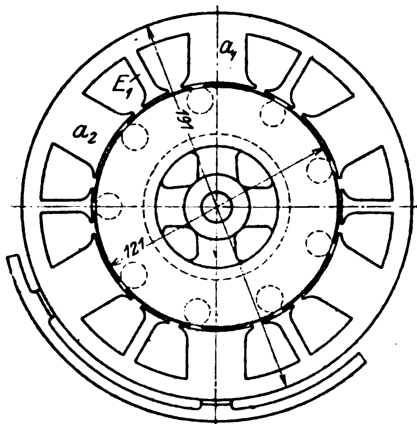


Fig. 10.

schlußstromverluste möglichst zu reduzieren, werden starke Kupferquerschnitte verwendet. Der in der Abbildung angegebene Blechschnitt stellt einen normalen Typ der von der Firma Huth gebauten Maschine

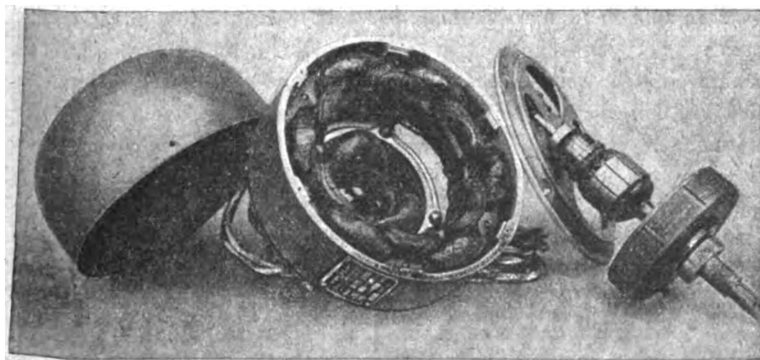


Fig. 11.

dar. Der Rotordurchmesser beträgt 121 mm, der Gesamtdurchmesser des Statorbleches 191 mm. Die Maschine leistet bei einer Breite von nur 22 mm und 3340 Umdrehungen, entsprechend einer Periodenzahl von 500, etwa 400 W.

In Fig. 11 ist eine Maschine auseinandergenommen dargestellt, und in Fig. 12 sind die charakteristischen Kurven gegeben. Zur Erregung sitzt eine kleine Gleichstrommaschine auf derselben Welle. Das Gewicht der Maschine beträgt ohne Sockel etwa 10 kg. Der Wirkungsgrad ist infolge der etwas größeren Eisen- und Rotorverluste geringer als bei der vorhergehend beschriebenen Type der AEG, die wie gezeigt, letztere an Gewicht und Leistungsfähigkeit übertrifft.

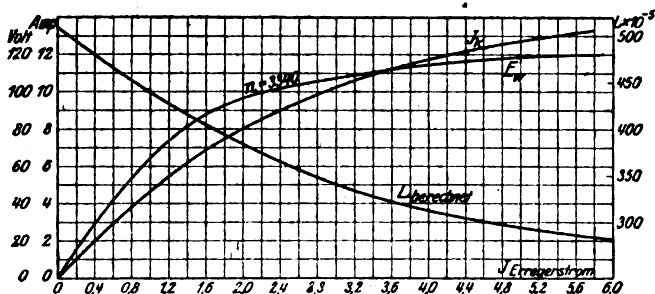


Fig. 12. Wechselstrommaschine für 500 Per, 3340 Umdr/min.

Im folgenden wird eine Maschine des Verfassers für Hoch- und Mittelfrequenz beschrieben[1]), die er während des Krieges bei der C. Lorenz A. G. entwickelte, und die die weiteste Verbreitung bei Heer und Marine gefunden hat. Sie wurde vom Heer als Einheitsmaschine eingeführt und fand Verwendung bei mit Benzinmotor angetriebenen Dynamos, bei Riesenflugzeugen und als Marineumformer. Daß die Maschine eine so weitgehende Anwendung fand, ist dem Umstande zu verdanken, daß sie sich selbst erregt, also ohne eine besondere Gleichstromquelle Wechselstrom liefert. Ferner kann sie als Doppelmaschine entweder Wechselstrom oder Gleichstrom oder beide Stromarten zu gleicher Zeit abgeben. Sie ist eine normale Gleichpoldynamo, bei der die ringförmige Erregerspule um 90° gedreht ist, also die Ebene der Erregerspule parallel zur Maschinenachse liegt. Es entsteht dann ein zweipoliges Feld. In diesem dreht sich der Anker, dessen Zahnlücken mit einer Gleichstromwicklung, die an einen Kommutator geführt wird, versehen werden kann. Die Erregerspule selbst findet Platz in zwei diametral angeordneten Nuten am Statorumfang. Um eine genügende Amperewindungszahl in der Erregernut unterzubringen, muß dieselbe wesentlich größer als die Wechselstromnuten gemacht werden. Die Figur 12a zeigt einen derartigen Schnitt. Es sind *s* die Wechsel-

1) DRP. 303321 der C. Lorenz A. G.

stromnuten und E die Erregernut. Die Erregerspulen werden auf Schablonen gewickelt und in Nuten eingelegt, die durch Keile verschlossen werden. Der Aufbau einer derartigen Maschine hat gegenüber den beschriebenen wesentliche Vorteile. So kann die Maschine vollkommen aus Blechen zusammengebaut werden. Auch muß hier der Rotor, da er sich in einem zweipoligen Feld dreht, aus Blech bestehen. Da die Erregerwicklung bzw. der Sitz der magnetomotorischen Kraft im elektrisch wirksamsten Teil liegt, tritt eine verhältnismäßig

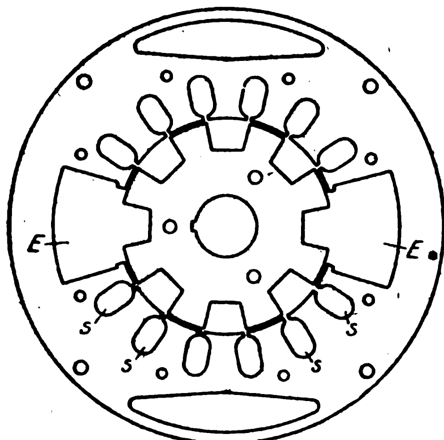


Fig. 12a.

sehr geringe Feldstreuung auf. Das Wesentliche ist bei dieser Maschinenart, daß in bezug auf Gewicht eine Leistung erzielt wird, wie sie von keiner anderen Maschine übertroffen werden dürfte. So bildete der Verfasser bei der C. Lorenz A. G. eine Flugzeugmaschine aus, die dauernd 500 W Wechselstrom und 250 W Gleichstrom bei einem Gewicht von 5 kg leistete. Ferner eine Dynamo für Benzinmotorantrieb mit Übersetzung von 1 : 2,5 für 2 kW Wechselstrom und 1 kW Gleichstrom Dauerleistung mit einem Gewicht von 16,5 kg. Da sich der Anker der Maschine in einem zweipoligen Feld dreht, kann diesem ohne weiteres Gleichstrom entnommen werden, wenn er mit Gleichstromwicklung und Kollektor versehen wird. Um die Größenverhältnisse und Leistungsfähigkeit dieser Maschine zu erkennen, sei hier eine zweipolige Maschine, wie sie bereits oben erwähnt wurde, konstruktiv wie elektrisch dargestellt. Fig. 13 stellt eine Erstausführung der Maschine dar. Wie ersichtlich, besteht sie aus 4 Teilen. Die Maschine besitzt kein besonderes Gehäuse, sondern das Statorblechpaket ist zugleich das

Gehäuse. Der Rotor trägt 8 Pole. Die normale Drehzahl ist 4500, was einer Frequenz von 600 Per/s entspricht. Die geometrischen Größen sind: Statoraußendurchmesser 235 mm; Statorinnendurchmesser 130 mm; Eisenbreite 40 mm; Polzahl 8; Nutzahl für Wechselstrom 12. Der Gesamtwirkungsgrad beträgt bei 2 kW Wechselstrom 82 %, ein Wirkungsgrad, der von keiner anderen Maschine gleicher Größe erreicht werden dürfte.

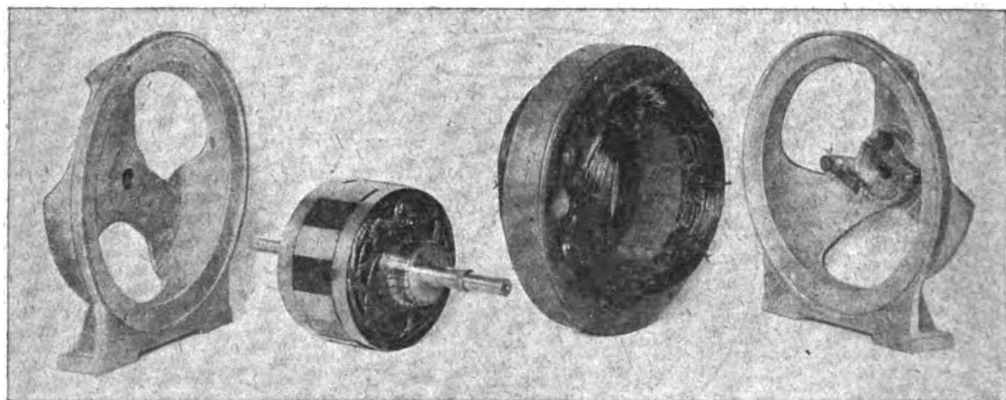


Fig. 13. Mittelfrequenzmaschine der C. Lorenz A. G.

Für direkte Kupplung mit Benzinmotor wurde dieser Typ auch vierpolig ausgeführt. Auch diese Maschine zeichnete sich durch Leistung und Wirkungsgrad aus.

Ferner findet die Maschine des Verfassers häufig Verwendung bei Schiffsstationen als Einankerumformer. Die Maschine kann durch eine Akkumulatorenbatterie, meist 32 V, betrieben werden und ist somit die gegebene Notsendermaschine. Die Maschine läuft als Gleichstrommotor und formt mechanische Arbeit wiederum in elektrische in Form von Mittelfrequenz um, so daß wir es hier mit einem sogenannten Einankermotorumformer zu tun haben. Die mit einem derartigen Umformer der C. Lorenz A. G. erzielten Leistungen dürften von keinem anderen Umformer gleicher Größe erreicht werden. So hat z. B. ein Umformer von 8 kg Gesamtgewicht eine Dauerleistung von 450 W bei 600 Per und einem Gesamtwirkungsgrad

$$\eta = \frac{\text{abgegebener Wechselstrom}}{\text{zugeführter Gleichstrom}} = 68\,\%.$$

Vergleicht man damit einen Motorumformer gleicher Größe, so ergibt sich im günstigsten Fall ein $\eta = 45\,^0/_0$. Der Umformer wird mit einem Vorschaltkontakt ans Netz angeschlossen und arbeitet auch bei stärkster Belastung ohne das geringste Bürstenfeuer. Die Einstellung auf die Station erfolgt durch Drosselspule, die Regulierung durch Feldänderung ist ebenfalls in kleinen Grenzen möglich. Interessant ist es auch, daß die Drehzahl des Umformers zwischen Leerlauf und Vollast beim Arbeiten auf die Station vollkommen konstant ist,

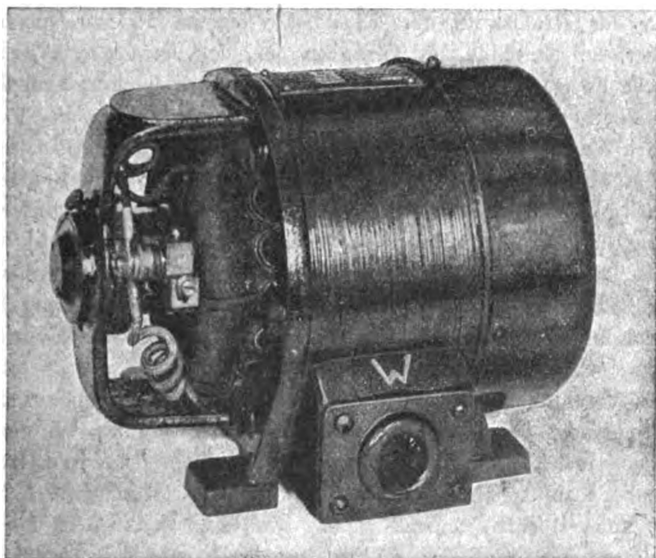


Fig. 14. Einanker-Umformer der C. Lorenz A. G.

also nicht die geringsten Drehzahlschwankungen auftreten. Dies hat seinen Grund in der kompensierenden Wirkung der Wechselstromamperewindungen auf das Hauptfeld des Umformers. Abb. 14 zeigt einen derartigen Umformer der C. Lorenz A. G. Diese Umformer eignen sich ganz besonders für Kleinstationen. Es können mit dieser Maschine Akkumulatoren geladen werden, mit denen sie wieder betrieben wird, oder sie kann als reine selbsterregende Wechselstrommaschine verwendet werden. Diese Vielseitigkeit in der Anwendung hat ihr die weiteste Verbreitung geschaffen.

Alexanderson beschreibt in der „ETZ“ 1912, S. 659, einen Umformer, der mit der soeben beschriebenen Maschine verwandt ist.

Er nimmt eine normale Gleichstrommaschine und versieht den Polschuh mit Zähnen, in deren Lücken die Hochfrequenzwicklung eingelegt wird. Auch im „Scientific American Supplement" 1913, I, S. 328, beschreibt Alexanderson weitere Ausführungen seiner Maschine. Es arbeitet hier immer ein gezahnter Rotor mit einem gezahnten Stator zusammen, und die Zahnteilung ist bei beiden die gleiche. Daraus folgt, daß das magnetische Gesamtfeld ständig wechseln muß zwischen einem Mindestwert, wenn Rotorzahn gegenüber Statornut, und einem Höchstwert, wenn Zahn gegen Zahn steht. Es pulsiert also bei der Alexandersonmaschine der Gesamtkraftfluß. Es ist dies ein wesentlicher Unterschied gegenüber der Maschine des Verfassers, bei der der gesamte Kraftfluß im ganzen Kreise konstant ist, ebenso wie es bei der normalen Gleichpoltype der Fall ist. Auch verwendet Alexanderson nicht den magnetischen Aufbau einer normalen Gleichpolmaschine mit einer um 90° gegen die übliche Lage gedrehten Erregerwicklung, sondern den magnetischen Aufbau eines gewöhnlichen Gleichstrommotors unter Beibehaltung der Erregerwicklung auf den Magnetschenkeln.

Das Patent der Maschine des Verfassers wurde von verschiedenen Seiten mit Rücksicht auf die Alexandersonsche Ausführung heftig, aber erfolglos angegriffen. Die oben auseinandergesetzten Gründe gewährleisten die Patentfähigkeit der Maschine.

Im Anschluß an die eben geschilderte Maschinentype dürfte es wohl angebracht sein, die Theorie der Stromerzeugung bei den verschiedenen Hochfrequenzmaschinen etwas näher auseinanderzusetzen, da über diesen Punkt meist keine genügende Klarheit herrscht. Fast alle Mittel- und Hochfrequenzmaschinentypen sind aus den normalen Wechselstrommaschinen der Starkstromtechnik entstanden und unterscheiden sich nur durch die Polzahl. In folgende 3 Gruppen können alle Mittel- und Hochfrequenz- bzw. Wechselstrommaschinen eingereiht werden:

1. Unipolarinduktormaschinen mit den 2 Untergruppen
   a) normale Gleichpolmaschine,
   b) Mordey-Maschinentyp;
2. Wechselpolinduktormaschinen;
3. Reflexionsmaschinen.

Bei den Maschinen der ersten Art ändert sich der magnetische Kraftfluß zwischen zwei gleichpoligen Grenzen, also zwischen einem Maximum und Minimum. In der Untergruppe 1a entstehen die Kraftflußänderungen nur in einem kurzen Bereich und nicht im gesamten Magnetkreis. Die Kraftflußänderung tritt im allgemeinen nur auf der

Statoroberfläche auf, während im übrigen Kreis keine Änderungen auftreten. Bei den Maschinen der Untergruppe 1 b, dem Mordey-Maschinentyp, so genannt, weil Mordey der erste war, der eine derartige Maschine baute, ändert sich der Kraftfluß im ganzen Kreis wie bei einem Transformator, da die magnetische Leitfähigkeit durch die Stellung der Pole zueinander sich ändert. In diese Maschinengruppe gehören die Maschinen von Cail Hermer, Guy & Alexanderson, während zu ersterer Gruppe, der normalen Gleichpoltype, die Maschine des Verfassers gehört. Bei den Wechselpolinduktormaschinen haben wir eine Änderung des Kraftflusses zwischen einem positiven Maximum und einem negativen Maximum nur in einem Teil des magnetischen Kreises. Reflexionsmaschinen sind Maschinen, deren induzierender Kraftfluß auf sekundäre Art erzeugt wird. Zu dieser Gruppe von Maschinen gehören die bereits geschilderte Mittelfrequenzmaschine von Heyland und die Goldschmidt-Maschine.

Der Vollständigkeit halber möge noch einiges über den Mordey-Maschinentyp als Mittelfrequenzmaschine gesagt sein. Praktisch ausgeführt wurde dieser Maschinentyp von Osnos (AEG 1913). Die Mordey-Maschine als Hochfrequenzmaschine ist ein Patent von Cail Hermer. Diese Maschine hat den Nachteil, der mitunter als Vorteil angesehen werden kann, daß in der Erregerwicklung infolge des im ganzen Kreise pulsierenden Kraftflusses Wechselstromspannungen induziert werden, so daß die Erregerwicklung zu gleicher Zeit Arbeitswicklung ist. Es tritt aber der Nachteil auf, daß vor die Erregerquelle eine Drosselspule geschaltet werden muß, damit der Wechselstrom nicht über den Gleichstrom kurzgeschlossen wird. Dies vermeidet Guy dadurch, daß er die die Änderung der magnetischen Leitfähigkeit hervorrufenden Pole in Quadranten teilt und Erregerwicklung von der Arbeitswicklung derart trennt, daß durch die Erregerwicklung ein Summenkraftfluß fließt, der konstant ist, also keine Wechselströme induziert. Der Aufbau dieser Maschine ist sehr einfach, es kommen lediglich nur 2 große Spulen in Betracht. Zweifellos lassen sich diese Maschinen billig herstellen, da die Wickelkosten sehr gering sind. Auch lassen sich derartige Maschinen für hohe Spannungen leicht wickeln; so hat Osnos eine Maschine von 1 kW und 6000 V gebaut. Alle diese Maschinen haben den großen Nachteil, daß die Eisenverluste verhältnismäßig sehr hoch sind, da der ganze magnetische Kreis ummagnetisiert wird, also große Eisenmassen den schnellen Kraftflußänderungen ausgesetzt sind, was der Hauptgrund ist, weshalb diese Maschinen trotz des einfachen konstruktiven Aufbaues praktisch nicht zur Ausführung kamen.

Hochfrequenzmaschinen.

Für die Entwicklung der Hochfrequenzmaschinen ist die Geschichte derselben von Bedeutung. Es sei im voraus erwähnt, daß der Verfasser das Glück hatte, an der praktischen Ausbildung derselben reichen Anteil gehabt zu haben. Die erste Hochfrequenzmaschine wurde bereits im Jahre 1898 durch Tesla gebaut. Man hatte in frühester Zeit für das Resonanzproblem Interesse, und dies war damals immer die Veranlassung zum Bau derartiger Versuchsmaschinen. Eine sehr interessante Zusammenstellung über Hochfrequenzmaschinen ist in den „Annalen der Elektrotechnik" 1906, Jahrgang 1, Nr. 12, zu finden. Hier hat Rautenkranz alle bis zum Jahre 1906 gebauten Hochfrequenzmaschinen zusammengestellt. Danach war also Tesla der erste, der die zwei ersten Maschinen von 5100 und 15000 Per ausgeführt hat. Dann folgen Thomas, Steinmetz, Lodge usw. Bis zum Jahre 1906 sind nicht weniger als 15 Hochfrequenzmaschinentypen von Leistungen bis zu 1 kW und Periodenzahlen bis 120000 gebaut worden. Damals schrieben die „Annalen der Elektrotechnik": „Für das Studium der elektrischen Resonanzphänomene war es von größter Notwendigkeit, Maschinen zu konstruieren, die möglichst rein sinusförmige Wechselströme hoher Periodenzahl erzeugten. Dieses Problem ist in letzter Zeit schon mehrfach gelöst worden. Es gipfelt nun der Wunsch der Technik darin, dermaleinst auch solche Maschinen in der drahtlosen Telegraphie zu verwenden, da man auf diese Weise wohl am besten imstande sein wird, ungedämpfte Schwingungen von nahezu reiner Sinusform zu erhalten." Man sieht also, daß bereits bei den ersten Anfängen der drahtlosen Telegraphie an Hochfrequenzmaschinensender gedacht wurde. Weshalb es noch geraume Zeit dauerte, bis Maschinen für die drahtlose Telegraphie praktisch verwendet wurden, mag einerseits darin liegen, daß man an einfacher aussehenden Methoden arbeitete, anderseits an der damaligen Bedingung der Erzeugung kleiner Wellen infolge der kleinen Antennenverhältnisse. Erst nachdem man einsah, daß für Großstationen auch Antennen von riesigen Dimensionen, deren Eigenwelle bereits schon so groß ist, daß man mit Maschinen von nicht allzu hoher Periodenzahl arbeiten kann, in Anwendung kommen mußten, ging man endlich ernstlich an den Bau von Hochfrequenzmaschinen für drahtlose Telegraphie. Bei den ersten Hochfrequenzmaschinen stellte man allzu hohe Anforderungen an die Periodenzahl, da man Wellen von 3000 m — das sind 100000 Perioden — schon als sehr groß betrachtete. Die Praxis hatte aber bewiesen, daß

es nicht möglich ist, Maschinen für größere Leistungen bei derartig hohen Periodenzahlen auszuführen. Man mußte mit den Umfangsgeschwindigkeiten sehr hoch gehen, so daß mechanische Schwierigkeiten auftraten; ferner wurde die Nutteilung derartig klein, daß eine genügende Isolation unausführbar wurde. So gelang es Alexanderson, Maschinen von 100000 bis 200000 Per zu bauen, aber diese Maschinen konnten aus mechanischen wie elektrischen Gründen keine praktische Verwendung finden, dazu waren die Leistungen viel zu klein. Es soll hier nicht auf diese ersten Versuchsmaschinen näher eingegangen werden, da bereits genügend darüber in der Literatur zu finden ist, sondern nur gezeigt werden, welche riesigen Schwierigkeiten beim Bau größerer Hochfrequenzmaschinen für 50000 Perioden auftreten. Goldschmidt hatte bereits Mitte des Jahres 1910 seine erste Hochfrequenzmaschine in Eberswalde bei der C. Lorenz A.-G. in Betrieb, die nach Überwindung einiger Spulendefekte zufriedenstellend arbeitete, wobei eine Leistung bis zu 12 kW bei 50000 Per erzielt wurde.

Durch diesen Erfolg angeregt, begann 1911 Telefunken mit der Entwicklung einer neuen Hochfrequenzmaschine. Es war ein Induktorgenerator von 30000 Per in Aussicht genommen, dessen Periodenzahl durch einen Kaskadenumformer verdoppelt werden sollte. Auf Grund theoretischer Erwägungen zeigte sich bald, daß die Periodenverdopplung mit Kaskadenumformer einen sehr schlechten Wirkungsgrad ergeben würde. Telefunken entschied sich deshalb für den Bau einer Maschine von 100 kW und 50000 Perioden direkt. Zugleich baute man einen Alexandersontyp für ebenfalls 50000 Per. Die gewählte Umfangsgeschwindigkeit betrug 220 m, die Drehzahl 7500. Trotz der hohen Umfangsgeschwindigkeit ergab sich die kleine Polteilung von nur 4,7 mm, also eine Nutteilung von 2,3 mm, wobei die Zahnstärke 1,3 mm, die Nutweite 1 mm betrug. Unter Anwendung hervorragenden Isolationsmaterials gelang es, die Wicklung noch hinreichend zu isolieren.

Die Versuche mit dieser Maschine hatten ein sehr interessantes Ergebnis. So wurde der Rotor der kleinen Maschine, der aus einer vollkommen glatt polierten Stahlscheibe bestand, wobei die Pollücken mit Aluminium ausgeschlagen waren, bereits bei 6800 Umdrehungen infolge der Luftreibung so warm, daß sie blau anlief. Es war daher an einen Betrieb der Maschine mit 7500 Umdr/min nicht zu denken. Erst bei 4500 Umdrehungen, entsprechend einer Periodenzahl von 30000, konnte man eine Dauerleistung von 5 kW garantieren. Es war dies die Maschine, die Graf Arco seinerzeit mit 2 Frequenzverdopplern auf

dem Londoner Kongreß 1913 vorführte. Die für 100 kW projektierte, nach dem normalen Gleichpoltyp gebaute Maschine konnte von vornherein nur mit 4500 Umdrehungen betrieben werden, da der Antriebsmotor bei 7500 Umdrehungen infolge Luftreibung bereits überlastet war.. Die elektrische Prüfung ergab das merkwürdige Resultat, daß die berechnete Spannung vorhanden, aber die Leistung der Maschine fast Null war. Der Kurzschlußstrom war kaum meßbar. Als Ursache dieser Erscheinung stellte sich heraus, daß man mit Rücksicht auf Festigkeit den Rotor aus Nickelstahl herstellte, der aber derartig schlechte magnetische Eigenschaften aufwies, daß bei Belastung infolge erheblicher Zunahme der Polstreuung jegliche Leistungsabgabe verhindert wurde. Nach Herstellung des Rotors aus gutem Magnetstahl gab die Maschine eine befriedigende Leistung ab. Durch diese zwei Versuchsmaschinen hat man sehr wichtige praktische Erfahrungen gesammelt, die darin gipfeln, daß man bei Maschinen von 30000 Per/s an die Grenze der praktischen Ausführbarkeit gekommen ist. Für den technischen Betrieb einer Station sind Maschinen von geringeren Periodenzahlen, ja sogar noch 20000, noch nicht betriebssicher genug zu bauen, insbesondere wenn große Leistungen in Betracht kommen. Während Goldschmidt die Grundfrequenz der Maschine, die die praktische Grenze bei weitem nicht überschreitet (etwa 10000 Per), durch Ausnutzung des inversen Drehfeldes verdoppelt bzw. verdreifacht, verwendet Telefunken das an sich bekannte Verfahren von Joly und Vallauri, nämlich der Frequenzverdoppelung mittels abgestimmter Transformatoren. Was Goldschmidt und Telefunken erreicht haben, ist aus der „ETZ" 1919[1]) genügend zu ersehen. Theoretisch ist es bei beiden Systemen möglich, die Maschinenfrequenz beliebig zu erhöhen. Aber praktisch dürfte bei Telefunken die Fequenzverachtfachung, bei Goldschmidt die Verdreifachung mit Rücksicht auf Wirkungsgrad die Grenze darstellen. Dem Verfasser ist es jetzt nach jahrelangen Versuchen gelungen, auf ganz einfache Art und Weise jede beliebige Frequenztransformation mit gutem Wirkungsgrad zu erreichen. So gelang es sogar, die Frequenzen von Maschinen mit gutem Wirkungsgrade zu verhundertfachen.

In folgendem seien einige Daten, aufgenommen an einer von der C. Lorenz A.-G. nach dem System des Verfassers gebauten 0,7-kW-Station gegeben: Die Dynamo ist mit einem Gleichstrommotor von 3000 Umdrehungen gekuppelt und leistet 2 kW bei 8000 Per. Sie

---

[1]) „ETZ" 1919, S. 233 und 1919, S. 665.

ist eine normale Gleichpolmaschine mit einem Statordurchmesser von 300 mm und einer Eisenbreite von 15 mm je Hälfte. Die Maschine arbeitet auf einem Frequenztransformator, durch den die folgenden Wellen erhalten werden: Grundwelle: 37500, 12500, 7500, 5350, 4170, 3400 usf. bis 915 m. Die Anlage arbeitet auf einer Antenne von 2000 cm und etwa 6,5 Ω Widerstand. Es wurde bei den Wellen von 12500 m bis 1300 m eine Antennenstromstärke von etwa 10,5 A erreicht, bei 1300 m bis 915 m 8,7 A. Die Wellen sind rein von Oberwellen. Was den Wirkungsgrad anbetrifft, so ist derselbe

$$\eta = \frac{\text{dem Motor zugeführter Gleichstrom}}{\text{abgegebene Antennenenergie}} = 30\,\%.$$

Der Wirkungsgrad des Motorgenerators beträgt $(0,88 \times 0,60)\,\% = 53\,\%$, so daß für die Umformung in Hochfrequenz ein $\eta = 57\,\%$ herauskommt. Die Frequenztransformation nach dem neuen Prinzip wird durch die C. Lorenz A. G. auch für große Anlagen gebaut. Da die Großstationen immer mit Wellen von mehreren Kilometern arbeiten, kann die Maschinenfrequenz verhältnismäßig sehr gering sein, so daß die Maschinen für Großstationen von normalen Wechselstrommaschinen sich durch nichts unterscheiden. Beträgt doch die Frequenz der Maschine in Nauen nur 6000 Per entsprechend 50 km. Durch eine Vervierfachung der Frequenz erhält man die Sendewelle von 12500 m. Aber bei kleinen Stationen, die mit Wellen von nur 1000 m bis 3500 m arbeiten, war es bis jetzt nicht möglich, mit Maschinen zu arbeiten. Hier greift jetzt die Erfindung des Verfassers ein, nach der es leicht möglich ist, unter Verwendung einer normalen Hochfrequenzmaschine diese Wellen mit gutem Wirkungsgrad zu erzeugen.

Der Verfasser hat bei der C. Lorenz A. G. noch die im folgenden beschriebene größere Hochfrequenzanlage von 20 kW gebaut. Die Anlage ist auf der Versuchsstation der C. Lorenz A. G. in Eberswalde aufgestellt. Man erzielte mit ihr einen Strom bis zu 100 A in der Antenne bei Wellen von 5500 und 4200 m. Da der Widerstand der Antenne bei diesen Wellen etwa 3,1 Ω beträgt, ist die abgegebene Wattleistung 31 kW, während die Maschinenleistung etwa 60 kVA beträgt, eine Leistung, die dem Elektromaschinenbauer auffällt, wenn er die im folgenden angegebenen Größenverhältnisse betrachtet. Der Wirkungsgrad aus abgegebener Hochfrequenzleistung: zugeführter Gleichstrom beträgt 65 % bei einer siebenfachen, neunfachen und dreizehnfachen Frequenzsteigerung. In Fig. 15 ist die Konstruktionszeichnung der Maschine gegeben. Die Dynamo ist mit einem Gleichstrommotor

von 3000 Umdrehungen direkt gekuppelt. Die Umfangsgeschwindigkeit des Rotors beträgt 97 m, das ist eine Umfangsgeschwindigkeit,

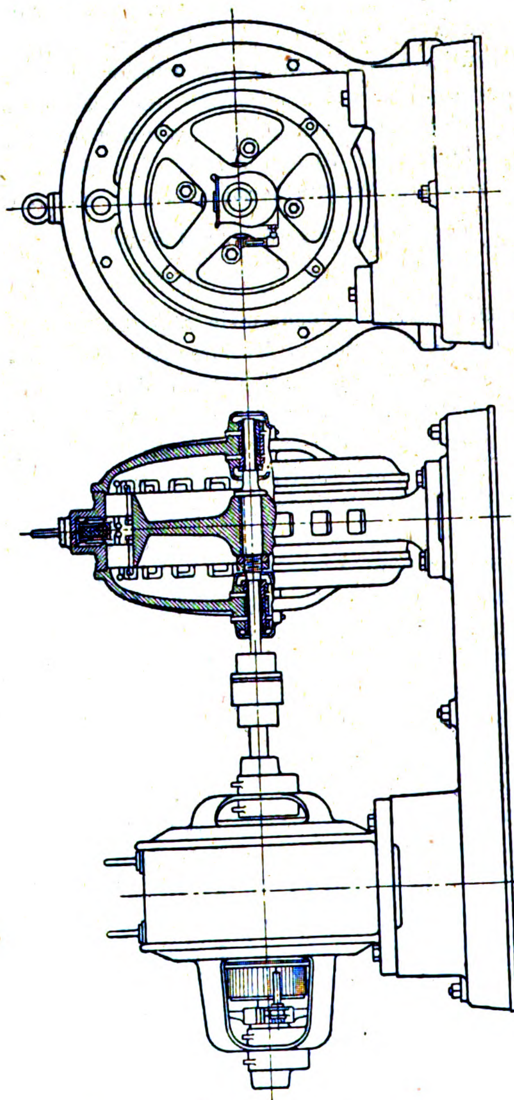


Fig. 15. Hochfrequenzumformer für 40 kVA. Dr. C. Lorenz A. G.

die von der normaler Wechselstrommaschinen nicht abweicht. Der Rotordurchmesser beträgt 620 mm, die Eisenbreite pro Statorhälfte

60 mm. Die Statornuten sind rund und von 8,5 mm Durchmesser. In Fig. 16 ist eine Photographie des Umformers gegeben. Der Rotor besitzt 160 Pole. Fig. 17 gibt eine Zusammenstellung der an der Maschine aufgenommenen Kennlinien.

Alle jetzt praktisch verwendeten Maschinen haben nicht mehr als 140 m Umfangsgeschwindigkeit und Umdrehungszahlen nicht über

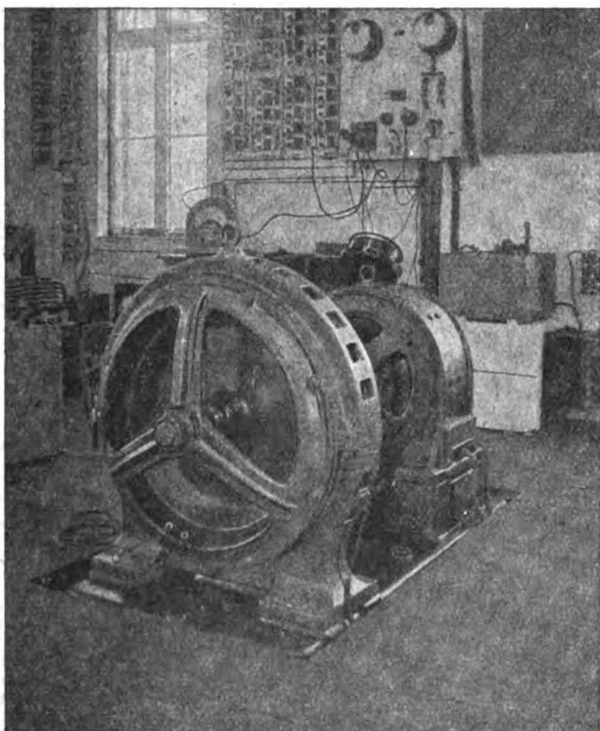


Fig. 16. Hochfrequenzmaschine der C. Lorenz A. G. in Eberswalde.

3000. Die geringe Umfangsgeschwindigkeit bei nicht zu großer Drehzahl hat aber erhebliche Vorzüge. Eine solche Maschine fällt nicht aus dem Rahmen einer normalen Dynamomaschine. Dagegen sind alle Maschinen, die mit hohen Umfangsgeschwindigkeiten und Drehzahlen ausgeführt wurden, nur Versuchsmaschinen geblieben, und keine hat praktische Verwendung auf einer Station gefunden. Die Praxis hat hinreichend gelehrt, daß alle schnellaufenden Maschinen, und wenn die

Konstruktion auch noch so sinnreich war, unsichere Kandidaten sind, die im Betriebe immer neue Übelstände zeigen.

Es wurden noch eine große Zahl verschiedener Hochfrequenzmaschinen ausgeführt, die hier nur kurz erwähnt sein mögen, da sie keine praktische Bedeutung erlangten.

So wurde von der C. Lorenz A. G. eine sehr interessante Maschine, die das Gegenstück zur Goldschmidt-Maschine ist, nach den Patenten

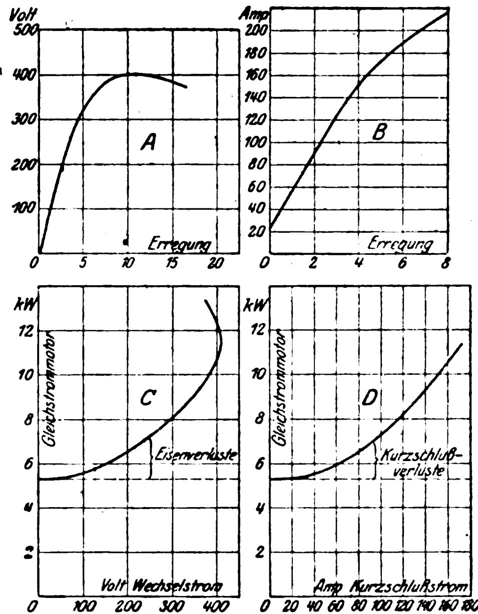


Fig. 17. Hochfrequenzmaschine Eberswalde für 7000 Per, 2650 Umdr. *A* Leerlaufcharakteristik. *B* Kurzschlußcharakteristik. *C* Leerlauf- und Eisenverluste. *D* Leerlauf- und Kurzschlußverluste.

von Prof. Petersen, Darmstadt, ausgeführt. Die Leistung wird durch Kapazitätsänderungen hervorgerufen, indem die Maschine elektrische Pole besitzt, die bei Drehung des Rotors ihre Kapazität zueinander ändern. Um größere Energien zu erhalten, muß die Maschine mit hoher Spannung erregt werden. Damit aber die Variationskapazität recht groß wird, ist kleiner Luftspalt erforderlich; dem steht aber wiederum die hohe Erregerspannung entgegen. Um aber bei kleinem Luftspalt doch hohe Erregerspannungen zulassen zu können, muß man die Durchschlagsspannung durch Anwendung von kompri-

miertem Gas erhöhen, also die Maschine unter Gasdruck laufen lassen. Die Versuchsmaschine ließ man mit Rücksicht auf Reibung in einer Wasserstoffatmosphäre laufen, wobei sich ergab, daß die Reibungsverluste bei 12 at Wasserstoffdruck denen bei normalem Luftdruck entsprechen. Nach Überwindung erheblicher mechanischer Schwierigkeiten gelang es, neben der Grundperiodenzahl durch Anlegen von Abstimmkreisen, die hier aus Spulen bestanden, die zweifache wie dreifache Periodenzahl zu erhalten. Die Maschine hat das Bestechende, daß sie keine Eisenverluste besitzt, dagegen macht die Isolation der Rotorzähne gegenüber den Statorzähnen große Schwierigkeiten.

Da man sich in den ersten Anfängen des Hochfrequenzmaschinenbaues vor den Eisenverlusten scheute, mag die schon erwähnte, sowie eine von Pöge, Chemnitz, gebaute Maschine Veranlassung zur Ausführung gegeben haben. Pöge baute eine Gleichpolmaschine, deren Statorleiter in Isolationsmaterial gebettet waren. Die Maschine gab auch Leistung, es war jedoch nicht möglich, den Statorring, der hier aus Isoliermaterial bestand, unveränderlich zu machen. Infolge Leitererwärmung verzog sich der Statorring, und der Rotor streifte dann.

Sehr wesentlich für den Betrieb mit Hochfrequenzmaschinen ist die Drehzahlregelung. Je nach der erzeugten Wellenlänge dürfen die Drehzahländerungen mitunter nicht größer als 0,1% sein. Man hat sehr gute Methoden der Konstanthaltung der Drehzahl ausgebildet und mit Erfolg angewendet. Auch ist die Aufgabe nicht so schwierig, da der Antriebsmotor beim Tasten, insbesondere beim Schnelltasten, infolge des Massenausgleiches nahezu konstant belastet wird.

Bei Hochfrequenzmaschinen hatte man anfangs für den Stator äußerst dünne. legierte Bleche verwendet. Eine Berechnung der Verluste ergibt diese Blechstärken. Praktisch zeigt sich aber, daß sehr sehr dünne Bleche oft schlechter als stärkere sind. Dies mag einerseits daher kommen, daß die Oberfläche mit einer mehr oder weniger starken Oxydschicht überzogen ist, andererseits nehmen die Verluste infolge der Bearbeitung beim Walzen zu. Wie verschieden die Eisenverluste in Abhängigkeit von der Blechstärke sind, zeigen die in der Tabelle auf Seite 28 an Blechen verschiedenener Firmen aufgenommenen Werte.

Mit Rücksicht darauf, daß bei Anwendung von stärkeren Blechen der Füllkoeffizient, der bei den dünnen Blechen nur etwa 0,55 beträgt, z. B. bei Transformatorenblech 0,35 mm stark, auf 0,9 geht und damit die Induktion im Eisen um diesen Betrag geringer sein kann, hat der Verfasser als erster die Verwendung von normalem Transformatoren-

Fabrikat	Blechstärke	Verluste je 1 kg Eisen bei 10000 Perioden	
		B = 1000	B = 2000
Marke A	0,03	31	80
	0,04	19,5	70
	0,05	55	125
Marke B	0,1	17	61
	0,15	17	68
	0,25	35	130
Marke C	0,05	40	120
	0,15	35	88
	0,25	32	118
Marke D	0,05	17	54
	0,1	19	59
	0,15	22	70
	0,25	35	125
Marke E	0,04	50	160
	0,08	50	140

blech vorgeschlagen und bereits beim Bau der ersten 10000-Periodenmaschinen bei der AEG durchgeführt. Es zeigte sich, daß die Eisenverluste trotz hoher Zahninduktionen in mäßigen Grenzen bleiben, da bei der Gleichpol-Hochfrequenzdynamo bekanntlich nur die Zähne den magnetischen Pulsationen ausgesetzt sind.

Generatoren für Elektronenröhren.

Für die Elektronenröhren kommt als Speisestrom hochgespannter Gleichstrom in Betracht, Spannungen bis zu 8000 V sind meist üblich. Für die Speisung des Glühfadens kommt Niederspannungsgleichstrom in Betracht. Bedingung für einwandfreien Betrieb der Röhren ist ein idealer Gleichstrom, d. h. ein Strom ohne jedwede Oberwellen. Da insbesondere für kleinere Stationen kleinere Gleichstromleistungen hoher Spannung direkt mit Maschinen sich praktisch überhaupt nicht herstellen lassen, ging man dazu über, Wechselstrommaschinen von hoher Frequenz, z. B. 4000 Schwingungen in der Sekunde, unter Zwischenschalten eines Gleichrichters zu verwenden. Die vorhandenen Oberwellen hat man durch Parallelschaltung von Kondensatoren sowie Reihenschaltung von Drosselspulen praktisch beseitigt. Den Glühfaden direkt durch Maschine zu speisen, ist bis jetzt noch nicht einwandfrei gelöst. Man verwendet immer noch Akkumulatorenbatterien.

Über die dielektrischen Verluste in Kolophonium, Wachs und ähnlichen Stoffen.

Von **W. Steinhaus.**

(Nach Versuchen, die im Jahre 1916 unter Leitung von Herrn M. Wien im Laboratorium der Tafunk ausgeführt wurden.)

Der Aufbau von Plattenkondensatoren, wie sie als Kapazitäten im Sender benutzt werden, geschieht so, daß Glimmer- oder Glasplatten von geeigneter Größe und Dicke abwechselnd mit dünnen, etwas kleineren Metallblättern geschichtet werden, so daß zwischen den Platten an ihrem Rande ein etwa $^1/_2$ cm breiter Raum unbelegt bleibt. In diesen Raum hinein „sprühen" elektrische Ladungen, sobald der Kondensator an höhere Spannungen angelegt wird. Der dadurch bedingte Verlust an Energie (und damit auch die auf Kosten dieser Energie auftretende Erwärmung) ist nicht unerheblich, wie an dem Beispiel eines Glimmerkondensators von Lorenz (2560 cm) gezeigt werden möge.

Das Dekrement des Kondensators wurde bei Stoßerregung durch langsame Funken mittels der Methode der Resonanzkurve bestimmt.

Spannung	Dekrement	Spannung	Dekrement
900 Volt	$0{,}000_7$	1600 Volt	$0{,}001_8$
1000 „	$0{,}001_1$	2000 „	$0{,}003_0$
1300 „	$0{,}001_6$	2600 „	$0{,}006_6$

Ein solcher Kondensator wäre also höchstens bis zu etwa 2000 Volt Spannung benutzbar.

Um dieses schädliche Sprühen zu vermeiden, muß der ganze Raum des Kondensators, der nicht durch Glas oder Metall eingenommen wird, mit einem nichtleitenden Schmiermittel ausgefüllt werden.

So aus einer Spezialglassorte von Schott u. Gen. in Jena hergestellte Kondensatoren hatten ein Dekrement von etwa 0,01. Bei stärkerer Belastung erwärmten sie sich allmählich, fingen dann an einzelnen Stellen an zu sprühen und schlugen nach längerer oder kürzerer Zeit durch.

Der Vergleich des hohen Dekrements von 0,01 mit dem kleinen Dekrement des Glases legte die Vermutung nahe, daß der Hauptsitz der Verluste sich in dem Schmiermittel befände und daß die eintretende Erwärmung den Kondensator weiter verschlechtert. Diese Vermutung wurde im Laufe der weiteren Untersuchungen bestätigt. Es war demnach folgendes zu prüfen:

1. Erhöhen sich die Verluste, wenn die Temperatur des Kondensators steigt?
2. Wenn ja, haben sowohl Glas wie Schmiermittel Anteil an dieser Dekrementserhöhung?
3. Läßt sich ein Schmiermittel finden, dessen Eigenschaften günstiger sind, als die des bisher benutzten?

1. Die erste Frage muß mit ja beantwortet werden, wie folgende Tabelle zeigt:

Temperatur des Kondensators	Dekrement
18° C	$0{,}003_9$
33° C	$0{,}005_5$
44° C	$0{,}008_7$

Steigt also die Temperatur des Kondensators im Betrieb, so erhöht sich sein Dekrement, was wieder eine Wärmeentwicklung und stärkere Temperaturzunahme zur Folge hat. Das Schmiermittel erweicht schließlich, gibt dadurch die Möglichkeit des Sprühens, einer weiteren Quelle der Erwärmung usw. Es kommt also darauf an, daß eine wesentliche Temperaturzunahme auch bei stärkster Belastung nicht eintritt.

2. Zur Beantwortung der zweiten Frage wurde ein Kondensator ohne Schmiermittel bei verschiedenen Temperaturen untersucht; dabei ergab sich folgende Tabelle (Spannung 900 Volt):

Temperatur	Dekrement
18° C	$0{,}002_3$
77° C	$0{,}002_8$
106° C	$0{,}004_2$

Es ist ersichtlich, daß die Dekrementserhöhung durch die Zunahme der Glastemperatur ganz unwesentlich ist.

Des weiteren wurde das angewandte Schmiermittel (Kolophonium-Wachs, Schmelzpunkt bei ca. 65° C) bei verschiedenen Temperaturen des Dielektrikums zwischen zwei Metallplatten auf sein Dekrement geprüft. Folgende Tabelle zeigt die Ergebnisse:

Temperatur	Dekrement	Temperatur	Dekrement
18° C	0,012	105° C	0,027
42° C	0,038	116° C	0,016
60° C	0,097	123° C	0,010
77° C	0,061		

Hier zeigt sich zweierlei: a) einmal, daß das Schmiermittel schon bei gewöhnlicher Temperatur ein großes Dekrement besitzt; b) ferner, daß dieses Dekrement mit steigender Temperatur (bis 60° C) außerordentlich ansteigt. a) Daraus folgt zunächst, daß von dem Schmiermittel so wenig wie irgend möglich zum Aufbau des Kondensators verwendet werden darf. Das läßt sich erreichen durch möglichst dünne Metallbelegungen und möglichst ebene Glasplatten. In letzterer Beziehung ist die Fabrikation der Firma Schott und Genossen soweit fortgeschritten, daß das Dekrement eines solchen Kondensators etwa 0,0030 beträgt. Bei Belastung mit normaler Spannung wurde nach $1^1/_2$-stündigem Telegraphierbetrieb und $1^1/_2$-stündiger Höchstbelastung keine Änderung gefunden. Noch bessere Resultate ergaben Versuchskondensatoren mit aus dicken Blöcken gesägten Glasplatten; hier betrug das Dekrement etwa $0{,}002_6$; [1]) auch Versuche zur Herstellung von Plattenkondensatoren ganz ohne Schmiermittel, bei denen das Sprühen dadurch vermieden wird, daß die Glasplatten zusammengeschmolzen werden, gaben gute Resultate; die Herstellung bietet aber auch große technische Schwierigkeiten.

b) Das starke Ansteigen des Dekrements des Schmiermittels mit der Temperatur erklärt jetzt zwanglos die (unter 1) berichteten Eigenschaften des fertigen Kondensators und legt die dritte Frage nach einem anderen, besseren Schmiermittel nahe.

3. Nach dieser Richtung sind umfangreiche Untersuchungen angestellt worden, deren Ergebnisse folgende Tafeln zeigen:

I. Kolophonium (Schmelzpunkt üb. 100° C)	
18° C	0,002
48° C	0,004
77° C	0,027
99° C	0,101

III. Wachs (Schmelzpunkt bei 70° C)	
18° C	0,040
35° C	0,046
53° C	0,065
77° C	$0{,}001_7$

V. Paraffin (Schmelzpunkt bei 35° C)	
18° C	0,002
39° C	0,002
50° C	0,002
70° C	0,003

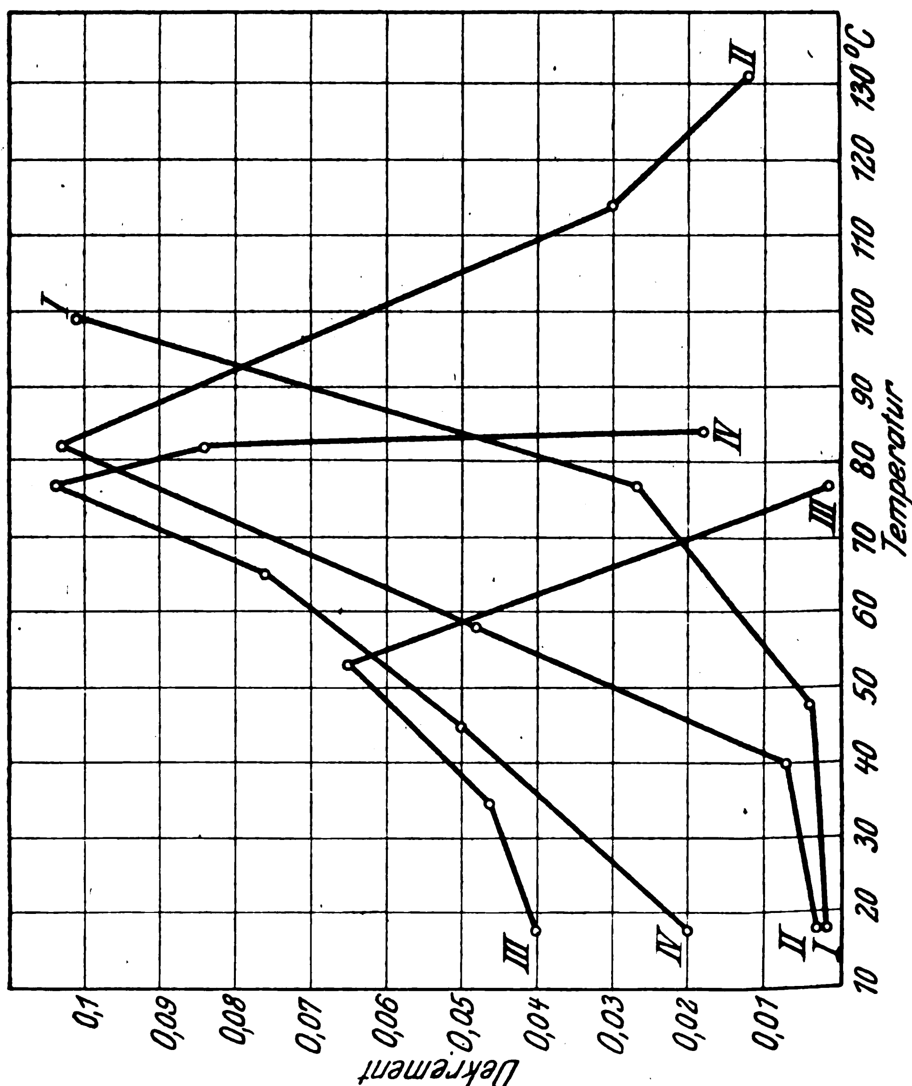
II. Kolophonium 10% Paraffin (Schmelzpunkt bei 90° C)	
18° C	0,003
40° C	0,007
58° C	0,048
82° C	0,103
114° C	0,030
131° C	0,012

IV. Karnaubawachs (Schmelzpunkt bei 80° C)	
18° C	0,020
45° C	0,050
65° C	0,076
77° C	0,104
82° C	0,084
84° C	0,018

VI. Ozokerit (Schmelzpunkt bei 50° C)	
18° C	0,003
41° C	0,003
50° C	0,003
72° C	0,004

1) Erst nach etwa 1-stündiger Strichbelastung mit 8 Funkenstrecken begann der eine der beiden Kondensatoren zu sprühen.

Diese Versuche sind noch nicht abgeschlossen, doch zeigt sich schon, daß I., II., V., VI. nach ihren elektrischen Eigenschaften ge-



eignetere Schmiermittel sind, als Wachs-Kolophonium. V. und VI. werden ihres niedrigen Schmelzpunktes wegen nicht in Betracht kommen.

Versuchskondensatoren mit reinem Kolophonium als Schmiermittel vertrugen mehrstündige Dauerstrichbelastungen mit 8 und 9 Funkenstrecken und erwärmten sich dabei nur unwesentlich.

Von Interesse ist das starke Anwachsen des Dekrements der meisten Schmiermittel kurz vor dem Schmelzpunkt und der Abfall nach der Verflüssigung.

Die oben berichteten Versuche, insbesondere die über Schmiermittel, Belastbarkeit und Erwärmung im Betrieb können noch nicht als abgeschlossen gelten.

Eine neue Methode zur Bestimmung der dynamischen Kapazität einer Antenne.

Von **H. Bakhuis.**

Will man die dynamische oder wirksame Kapazität einer Antenne d. h. die Kapazität, die für die Schwingung von bestimmter Wellenlänge maßgebend ist, bestimmen, so kann man diese Messung an einem Abbild der Antenne (künstliche Antenne) ausführen.

Eine Antenne kann künstlich dargestellt werden durch einen aus Selbstinduktionen und Kapazitäten bestehenden Kettenleiter.

Für die Praxis genügt ein Glied des obigen Kettenleiters, nämlich Fig. 1. Darin bedeuten *A* die Antenne, und *B* die Erdklemme.

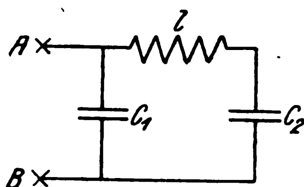


Fig. 1.

Werden die Punkte *A* und *B* z. B. durch ein Hitzdrahtamperemeter miteinander verbunden (siehe Fig. 2) und wird das System durch einen ungedämpften Sender derartig erregt, daß das Amperemeter *M* maximal ausschlägt, dann entsteht die Grundwelle λ_0 der künstlichen Antenne.

Die Kapazität C_1 ist durch das Amperemeter kurzgeschlossen und

$$\lambda_{0\,\text{cm}} = 2\pi\sqrt{l_{\text{cm}}\,C_{2\,\text{cm}}}$$

Wird die Verlängerungsspule L in die künstliche Antenne eingeschaltet und wieder mit dem ungedämpften Sender auf Resonanz eingestellt (maximal Ausschlag Amperemeter M), Fig. 3, dann entsteht

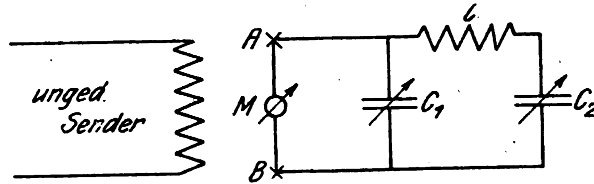


Fig. 2.

eine Welle, welche außer von l und C_2 nun auch von C_1 abhängt und durch die Gleichung:

$$\omega^4 C_1 C_2 L e - \omega^2 (C_2 L + C_1 L + C_2 e) + 1 = 0 \qquad (1)$$

gegeben ist.

Darin bedeutet ω die Kreisfrequenz des erregenden Senders.

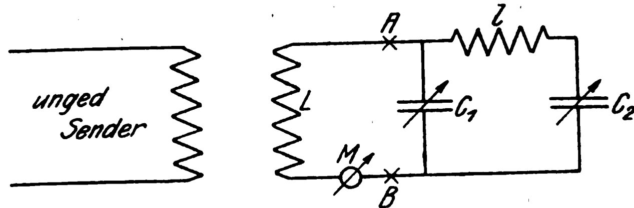


Fig. 3.

Ist die eingeschaltete Spule L sehr groß, dann ist der Einfluß von C_1 am größten und ist die wirksame (dynamische) Kapazität der künstlichen Antenne angenähert $= C_1 + C_2$.

$C_1 + C_2$ ist aber die statische Kapazität der künstlichen Antenne.

Bei einer großen Verlängerung ist die dynamische Kapazität also angenähert gleich der statischen Kapazität.

Werden in Gleichung (1) Wellenlänge, Kapazitäten und Selbstinduktionen in Zentimeter eingesetzt, dann bekommt man nach einigen Umformungen

$$C_{1\,\mathrm{cm}} = \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2 \left\{ C_{\mathrm{stat.}} - \frac{\left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2\right] \lambda^2}{4 \pi^2 L} \right\} \qquad (2)$$

Für die dynamische Kapazität eines Systems, wie in Fig. 1, ergibt sich nach Berechnung

$$C_{\text{dyn.}} = C_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} - \omega^2 C_1 e\right)$$

Werden nun diese letzte Gleichung und in der Gleichung

$$\lambda_{0\,\text{cm}} = 2\pi \sqrt{C_{2\,\text{cm}}\, e_{\text{cm}}}$$

die Kapazitäten in Zentimeter und $\omega = 2\pi \frac{\sim 3 \cdot 10^{10}}{\lambda_{\text{cm}}}$ eingesetzt, dann bekommt man

$$C_{\text{dyn.}} = (C_1 + C_2) - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2 C_1 \; .$$

oder

$$C_{\text{dyn.}} = C_{\text{stat.}} - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2 C_1 \tag{3}$$

worin λ_0 die Eigenwelle der künstlichen Antenne vorstellt bei direkter Verbindung der Punkte A und B (Fig. 3).

Sind also von einer Antenne die Grundwelle λ_0, $C_{\text{stat.}}$, die zugeschaltete Selbstinduktion L und die dabei entstehende Welle λ bekannt, dann sind mittels der Gleichungen (2) und (3) die Werte von C_1, C_2 und $C_{\text{dyn.}}$ bei der Welle λ zu berechnen.

Diese Methode gibt aber keine genauen Werte, da C_1 sehr klein ist und ein geringer Fehler in der Bestimmung von C_1 eine beträchtliche Änderung von $C_{\text{dyn.}}$ verursacht.

Man kann nun zur Bestimmung von $C_{\text{dyn.}}$ folgendermaßen verfahren:

Man mißt von der betreffenden Antenne $C_{\text{stat.}}$, λ_0, λ_1 und λ_2 bei den Verlängerungen L_1 und L_2.

Die Werte von L_1 und L_2 brauchen nicht bekannt zu sein. Nun stellt man ein System auf wie in Fig. 1, worin die Größen C_1, C_2 und l solange geändert werden bis das System bei Verbindung der Punkte A und B durch ein Amperemeter eine Eigenwelle $= \lambda_0$ der Antenne hat und bei Einschaltung der Verlängerungen L_1 und L_2 die Wellen λ_1 und λ_2 der Antenne entstehen.

Die künstliche Antenne ist dann ein möglichst genaues Abbild der zu messenden Antenne, deren dynamische Kapazität mittels Gleichung (3) jetzt zu berechnen ist.

Um die gewünschte künstliche Antenne zu bekommen, verfährt man am besten folgendermaßen:

C_2 wird auf ca. $0{,}9 \cdot C_{\text{stat.}}$ und C_1 auf $C_{\text{stat.}} - C_2$ eingestellt.

a) Wie in Fig. 2 gezeigt wird, induziert man nun mittels eines

ungedämpften Senders mit der bekannten Welle λ_0 der Antenne und ändert die Selbstinduktion l des Systems solange, bis das Amperemeter M maximal ausschlägt.

b) Die größte Verlängerung L_2 wird nun eingeschaltet (Fig. 3) und der Sender variiert, bis wieder Resonanz zwischen beiden Systemen besteht, M also wieder maximal ausschlägt.

Hätte die künstliche Antenne jetzt schon genau dieselben Größen wie die zu messende Antenne, dann müßte durch Einschaltung von der Verlängerungsspule L_2 die Welle λ_2 entstehen.

Das ist nun meistens nicht der Fall; die Welle wird z. B. kleiner als λ_2 sein. Das ist ein Zeichen, daß die Kapazität C_2 zu klein ist und sie wird darum jetzt vergrößert. Man stellt nun C_1 wieder ein auf $C_{stat.}$ minus neuen Wert von C_2.

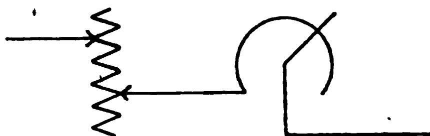


Fig. 4.

Wie unter a) angegeben, stellt man dann wieder mittels der Selbstinduktion l auf λ_0 ein. Danach wird die Verlängerung L_2 eingeschaltet und mit dem ungedämpften Sender auf Resonanz eingestellt [wie unter b)].

Ist die durch L_2 entstandene Welle nun gleich λ_2, dann hat die künstliche Antenne praktisch genau dieselben Größen wie die zu messende Antenne.

Hat man aber die Welle λ_2 noch nicht genau bekommen, dann fängt man wieder von neuem an, ändert also C_2, C_1, l usw., bis die Welle λ_2 bei Einschaltung von L_2 in die künstliche Antenne entsteht. Als Kontrolle wird dann zuletzt die kleinere Selbstinduktion L_1 eingeschaltet und festgestellt, daß die Welle λ_1 entsteht.

C_1 und C_2 werden jetzt abgelesen und die dynamische Kapazität der Antenne bei irgendeiner Welle ist dann aus der Gleichung (3) zu berechnen.

Die dynamische Kapazität des Systems bei der Grundwelle λ_0 ist $= C_2$, da C_1 durch das Amperemeter kurzgeschlossen und C_2 nur die einzige wirksame Kapazität in dem System ist. Für die Selbstinduktion l ist eine blanke Spule mit Stöpseln in Serie mit einer variablen Drahtschleife zur Einstellung auf Resonanz sehr bequem (s. Fig. 4).

Beispiel einer Messung.

An einer Antenne, deren dynamische Kapazität zu bestimmen war, wurden folgende Größen gemessen:

$$C_{stat.} = 2000 \text{ cm}; \; \lambda_0 = 500 \text{ m}.$$

mit der Verlängerung L_1 entstand eine Welle $\lambda_1 = 650$ m

„ „ „ L_2 „ „ „ $\lambda_2 = 1100$ „

Um diese Antenne abzubilden, wurde ein System wie in Fig. 1 zusammengestellt, darin $C_2 = 0{,}9 \cdot C_{stat.} = 0{,}90 \cdot 2000 = 1800$ cm gemacht, und C_1 auf $C_{stat.} - C_2 = 2000 - 1800 = 200$ cm eingestellt. Mit einem ungedämpften Sender (5 Watt-Röhrensender) wurde nun mit der Welle $\lambda_0 = 500$ m auf die künstliche Antenne induziert. Ein Hitzdrahtamperemeter von 0—1 Amp. war zwischen den Klemmen A und B geschaltet und mit der Selbstinduktion l stellte man auf Resonanz ein (s. Fig. 2). Danach wurde die Verlängerung L_2 eingeschaltet (s. Fig. 3) und die Welle des Röhrensenders solange geändert, bis wieder Resonanz entstand. Diese Welle betrug 1060 m, also kleiner als die Welle $\lambda_2 = 1100$ m der Antenne. Der Kondensator C_2 war also zu klein und wurde vergrößert auf 1900 cm; C_1 dagegen verkleinert auf $C_{stat.} - C_2 = 2000 - 1900 = 100$ cm.

Nachdem mit der Selbstinduktion l wieder auf die Welle $\lambda_0 = 500$ m des Röhrensenders abgestimmt war, entstand mit der Verlängerung L_2 die Welle 1120 m; jetzt also etwas größer als die Welle $\lambda_2 = 1100$ m der Antenne.

C_2 wurde nun ein wenig kleiner als 1900 cm; nämlich 1880 cm; und C_1 $2000 - 1880 = 120$ cm gemacht. Nach Einstellung des Systems auf $\lambda_0 = 500$ m entstand mit der Verlängerung L_2 die Welle 1100 m und mit L_1 die Welle 650 m.

Die künstliche Antenne hatte also dieselbe statische Kapazität, Grundwelle λ_0, die Wellen λ_2 und λ_1 mit den Verlängerungen L_2 und L_1, wie die zu messende Antenne und war dadurch ein praktisch genaues Abbild davon.

Die dynamische Kapazität der Antenne bei einer Welle ist nun aus den Größen der künstlichen Antenne zu berechnen; nach Gleichung (3) ist

$$C_{dyn.} \text{ bei } \lambda \, 1100 \text{ m} = C_{stat.} - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2 C_1$$

$$= 2000 - \left(\frac{500}{1100}\right)^2 \cdot 120 = 1975 \text{ cm}$$

$$C_{dyn.} \text{ bei } \lambda_0 \, 500 \text{ m} = C_{stat.} - C_1 = C_2 = 1880 \text{ cm}.$$

Für die Kapazitäten C_1 und C_2 wurde geaichte Drehkondensatoren benutzt.

Um zu den künstlichen Antennengebilden zu kommen, erscheinen die obigen Messungen in der Beschreibung sehr langwierig und zeitraubend, sind aber in Wirklichkeit ganz einfach und schnell auszuführen.

Referate.

Sammelreferat über meßtechnische Anwendungen von Elektronenröhren.

Von **F. Trautwein.**

Der Gedanke, Wechselstrommessungen durch Verwendung von Gleichrichtern auf die an sich viel empfindlicheren Gleichstrommeßmethoden zurückzuführen, ist zweifellos sehr alt. Es fehlte jedoch lange an für Meßzwecke geeigneten Gleichrichtern. Erst durch die Elektronenröhre wurde es möglich, diesen Gedanken zu verwirklichen. Auch die elektrische Meßtechnik ist durch die Elektronenröhre um ein sehr wertvolles Hilfsmittel bereichert worden. Außer der Gleichrichterwirkung werden auch andere Eigenschaften der Elektronenröhre mit Vorteil meßtechnisch ausgenützt. Da die Vorgänge in Elektronenröhren unabhängig von der Frequenz sind, kommen die Röhrenmeßverfahren insbesondere für die Hochfrequenztechnik in Betracht. Die Veröffentlichungen über diesen Gegenstand sind bis jetzt noch recht spärlich. Verfasser hat sich eingehender mit der meßtechnischen Anwendung der Elektronenröhren beschäftigt. Die Arbeit ist in der „Telegraphen- und Fernsprechtechnik" veröffentlicht, dabei sind auch die bis jetzt bekannten anderweitigen Arbeiten erwähnt.

Zuerst hat wohl Hohage während des Krieges den Gedanken verfolgt, Wechselspannungen mit Hilfe der anodischen Gleichrichterwirkung von Elektronenröhren zu messen (Hohage, Technische Mitteilungen der Tafern Nr. 2, Selbstverlag der Tafern, ausführliches Referat von Hohage in Helios, Jahrg. 1919, S. 193). Er hat festgestellt, daß man die Empfindlichkeit eines solchen „Röhrenvoltmeters" durch Anlegen einer Hilfsgleichspannung an das Gitter der Elektronenröhre innerhalb weiter Grenzen ändern kann, so daß es möglich wird, Wechselspannungen von etwa 0,1 bis 100 V zu messen. Er hat eine

Reihe von Eichkurven aufgenommen und mit Hilfe des Röhrenvoltmeters eine Dreivoltmeter-Methode ausgebildet, die insbesondere für die Fernsprechmeßtechnik in Betracht kommt.

Er hat ferner durch Herstellung eines Drehfeldes, aus dem man Wechselströme jeder beliebigen Phase entnehmen kann, einen einfachen Ersatz für die Frankesche Maschine geschaffen. Die Elektronenröhren werden dabei als Schwingungserzeuger und Verstärker verwendet.

Mit dem Röhrenvoltmeter beschäftigt sich weiter H. Salinger („Telegraphen- und Fernsprechtechnik“, 9. Jahrg., S. 28). Er weist rechnerisch nach, daß der eigentümliche Verlauf der Stromspannungskurve der als Röhrenvoltmeter verwendeten Elektronenröhre von Einfluß auf die Wechselspannungsmessung ist derart, daß die Meßergebnisse von der Kurvenform der zu messenden Wechselspannung abhängig sind und nicht ohne weiteres mit den Angaben derjenigen Spannungsmesser, welche den quadratischen Mittelwert anzeigen, verglichen werden können. Er weist ferner darauf hin, daß für gewisse Spannungskurven die beiden Wellenhälften mit dem Röhrenvoltmeter verschiedene Meßergebnisse liefern. Es empfiehlt sich also, das Mittel aus zwei durch Kommutieren gewonnenen Messungen zu nehmen.

Verfasser hat sich gleichfalls mit dem Röhrenvoltmeter befaßt und festgestellt, daß mit den gewöhnlichen Lautverstärkerröhren (Telefunkenröhre, Type E. V. E. 173) für einen ziemlich großen Meßbereich ein parabelförmiger Verlauf der Stromspannungskurve erzielt wird, wenn man an das Gitter ein negatives Potential von —0,6 bis —1 V anlegt. In diesem Fall ergibt die Wechselspannungsmessung den quadratischen Mittelwert.

Wäre die Elektronenröhre ein idealer Gleichrichter, so könnte man sie zur Bestimmung des arithmetischen Mittelwerts einer Wechselspannungshälfte verwenden. Die Stromspannungskurve eines idealen Gleichrichters ist eine nur im ersten Quadranten eines rechtwinkligen Koordinatensystems verlaufende und im Nullpunkt entspringende Gerade, entsprechend einem Widerstand, der für alle positiven Spannungswerte konstant, für alle negativen dagegen unendlich groß ist. Nimmt man von einer Elektronenröhre eine Stromspannungskurvenschar auf, wobei das an das Gitter angelegte Hilfspotential den Parameter bildet, so zeigt sich, daß keine dieser Kurven der Bedingung des idealen Gleichrichters genügt. Verfasser hat weiter gezeigt, daß es möglich ist, innerhalb eines genügend großen Spannungsbereichs eine geradlinige Stromspannungskurve zu erzielen, wenn man auf das Gitter außer dem Hilfsgleichpotential eine der zu messenden, in jedem Augen-

blick entgegengesetzte Wechselspannung einwirken läßt. Dies wird dadurch erreicht, daß man vor die Kathode einen hohen Ohmschen Widerstand legt, dessen Anfang mit dem Gitter über das Hilfsgleichpotential verbunden ist. Voraussetzung ist dabei, daß man eine Röhre verwendet, deren Durchgriff mit zunehmender Anoden- und Gitterspannung etwas abfällt. Die Größe des Widerstandes und der Hilfspotentiale im Gitter- und Anodenkreis kann man experimentell so wählen, daß die geradlinige Stromspannungskurve erreicht wird. (Das auch von Hohage verwendete Hilfspotential im Anodenkreis dient zur Unterdrückung der Raumladungsspannung.) Mit Hilfe dieses idealen Gleichrichters, den der Verfasser als „Gitter-Röhrenvoltmeter" bezeichnet, wurde es möglich, in einfacher Weise den Formfaktor von Wechselspannungen zu bestimmen. Das Verfahren wurde an einem Drehstromgenerator nachgeprüft, als Vergleich diente die Bestimmung des Formfaktors durch Kurvenaufnahme mit einem Kontaktapparat.

Verfasser hat weiter den Einfluß einer zusätzlichen Gleichspannung im Anodenkreis (Meßkreis) untersucht. Eine solche zusätzliche Gleichspannung entsteht in der Elektronenröhre durch die Raumladung. Die Röhre besitzt also ein Selbstpotential. Es zeigt sich, daß derjenige Teil der Spannungshalbwelle, welcher dem zusätzlichen Gleichpotential entspricht, verschwindet und ohne Einfluß auf die Galvanometereinstellung bleibt. Das Selbstpotential der Röhre ist von derselben Richtung wie die durchgelassene Halbwelle. Für Messung größerer Spannungen kann man seinen Einfluß dadurch berücksichtigen, daß man einen „falschen Nullpunkt" annimmt, wobei jedoch zu berücksichtigen ist, daß das Selbstpotential nicht konstant ist, also eine Abhängigkeit der Meßergebnisse von der Kurvenform ergibt, welche auch dadurch nicht beseitigt wird, daß man das Selbstpotential durch eine Hilfsspannung unterdrückt. Schaltet man in den Anodenkreis ein der Röhrendurchlässigkeit entgegengesetztes Hilfspotential, welches größer ist als das Selbstpotential der Röhre, so taucht gewissermaßen ein Teil der Wechselspannung in der Gleichspannung unter, welche selbst wegen der Gleichrichterwirkung ohne Einfluß auf die Galvanometereinstellung ist. Schaltet man eine zusätzliche Gleichspannung in den Meßkreis eines Gitterröhrenvoltmeters, bei welchem nach der obigen Darlegung der Einfluß des Selbstpotentials und des nicht geradlinigen Verlaufs der Stromspannungskurve aufgehoben ist, so entspricht diejenige Gleichspannung, bei welcher der Galvanometerausschlag gerade verschwindet, dem Scheitelwert der Wechselspannung. Verringert man

allmählich die Gleichspannung, so entspricht der jeweilige Galvanometerausschlag dem Mittelwert über weniger als $^1/_2$ Periode. Nimmt man aus einer größeren Anzahl solcher Messungen für eine Reihe von Gleichspannungen, welche sich jeweils von der vorhergehenden um denselben Betrag unterscheiden, die Differenzen jeder Messung mit der unmittelbar vorhergehenden, so ergibt eine Kurve, welche diese Differenzen als Funktion der jeweils zugehörigen Gleichspannung darstellt, einen für manche Zwecke hinreichenden Anhaltspunkt über den Verlauf der Wechselspannungskurve. Klappt man diese Kurve um die Ordinate in den II. Quadranten um, so entspricht die damit gemessene „Ersatzkurve" der in bezug auf die Mittelsenkrechte über Halbwellenbasis symmetrisch gemachten Wechselspannungskurve. Die experimentelle Prüfung dieses Verfahrens ergab, daß bei der Differenzenbildung geringe Meßfehler so sehr ins Gewicht fallen, daß danach die Ersatzkurve nicht mit genügender Genauigkeit konstruiert werden kann. Verfasser hofft jedoch, die Methode durch Verwendung von Doppelgitterröhren vervollkommnen zu können. Dagegen ist das Verfahren der Überlagerung einer Gleichspannung recht gut geeignet zur Bestimmung der Scheitelspannung. Ein Vergleich der nach diesem Verfahren und nach der oben erwähnten Kurvenaufnahme ermittelten Scheitelspannung ergab gute Übereinstimmung.

Auf anderem Wege haben in Amerika Sharp und Doyle Scheitelspannungen mit Hilfe von Elektronenröhren gemessen (Referat im Jahrb. der Elektrotechnik 1916, S. 164). Sie schalten ein Elektrometer in Reihe mit einer Elektronenröhre. Infolge der Gleichrichterwirkung wird das Elektrometer nach einigen Perioden auf den Maximalwert der Wechselspannung aufgeladen. Eine experimentelle Prüfung des Verfahrens durch den Verfasser zeigte, daß eine vorzügliche Isolation des Elektrometers erforderlich ist, da der Röhrenwiderstand bereits sehr hoch ist. Das Verfahren läßt sich dadurch verbessern, daß man statt des Elektrometers einen Kondensator auf die Scheitelspannung auflädt und seine Ladung ballistisch bestimmt.

Auf einem anderen Prinzip beruht die Wechselspannungsmessung mit dem „Richtverstärker". Er ist zum erstenmal in der Literatur erwähnt von Höpfner (Sonderheft 4, 1919 der „Telegraphen- und Fernsprechtechnik", S. 198), und ist anscheinend bei der Firma Siemens & Halske zuerst ausgebildet worden. Die zu messende Wechselspannung wird hier zwischen Kathode und Gitter einer Elektronenröhre gelegt. Das Gitter ist derart negativ vorgespannt, daß nur die positiven Momentanwerte der Wechselspannung den Anodenstrom be-

stimmen. Dieser wird einer besonderen Batterie entnommen und mit einem Gleichstromgalvanometer gemessen. Eine Betrachtung der als Röhrencharakteristik bekannten Kurve, welche die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung für konstante Anodenspannung darstellt, lehrt, daß von einer bestimmten negativen Gitterspannung ab eine Gleichrichterwirkung eintritt. Verfasser hat gezeigt, daß für Telefunkenröhren E. V. E. 178 der untere Teil der Charakteristik ziemlich genau einer Parabelhälfte entspricht. Nimmt man aus den Ordinatenwerten der Charakteristik die Quadratwurzeln, und stellt sie als Funktion der Gitterspannung dar, so muß sich, wenn obige Annahme zutrifft, eine gerade Linie ergeben, ihr Schnittpunkt mit der Abszissenachse ermöglicht eine genauere Bestimmung der erforderlichen Gittervorspannung. Da keine Elektronen zum Gitter übergehen, solange dieses negativ ist, ist die Messung mit dem Richtverstärker rein statisch. Dies bedeutet einen erheblichen Vorteil gegenüber dem Röhrenvoltmeter, welches ja einen von der Wechselspannung zu liefernden Strom voraussetzt. Ein weiterer Vorteil des Richtverstärkers gegenüber dem Röhrenvoltmeter ist die geringere Abhängigkeit von der Röhrenheizung, dagegen setzt die Richtverstärkermessung genaue Einstellung der Anodenspannung voraus. Auch die Meßgenauigkeit des Richtverstärkers ist erheblich größer als die des Röhrenvoltmeters. Mit einer Lautverstärkerröhre und einer Anodenspannung von 90 V kann man in Verbindung mit einem hochempfindlichen Zeigergalvanometer (S. u. H., Fadenaufhängung 750 Ω Spulenwiderstand) noch eine Wechselspannung von 0,03 V messen.

Für Messungen im Bereich der Fernsprechfrequenzen hat Siemens & Halske einen als Röhrenmeßanordnung bezeichneten Richtverstärker in den Handel gebracht. Dabei wird die zu messende Spannung über einen Transformator geführt. Dadurch wird zwar die Meßspannung erhöht und die Empfindlichkeit gesteigert, jedoch der Vorteil der rein statischen Messung wieder preisgegeben. Bei einer neueren Ausführungsform dieses Meßgeräts wird eine hochempfindliche Doppelgitterröhre verwendet. Dabei kommt man mit einer so niedrigen Anodenspannung aus, daß der Spannungsabfall aus einem dem Glühfaden vorgeschalteten Widerstand genügt und eine besondere Anodenbatterie entbehrlich wird. Die geringste noch meßbare Spannung wird von der Firma zu 0,01 V angegeben.

Die Messung einer reinen Kondensatorspannung ohne galvanischen Ausgleich ist mit dem Richtverstärker (ebenso wie mit dem Röhrenvoltmeter) nicht ohne weiteres möglich, da ein Ausgleich für die er-

forderlichen Hilfsgleichpotentiale vorhanden sein muß. Führt man den Gleichspannungsausgleich durch einen hohen Widerstand, eine Drosselspule oder durch Dazwischenschalten eines Transformators, wie bei dem Apparate von Siemens & Halske herbei, so ist die Messung keine rein statische mehr. Die Kondensatorüberbrückung durch einen hohen Widerstand führt zu der bekannten Audionschaltung, die gleichfalls meßtechnisch verwendbar ist. Dabei ist es nicht einmal erforderlich, das negative Hilfspotential besonders einzuführen, da sich das Gitter von selbst negativ auflädt.

Eine noch empfindlichere Röhrenanordnung zur Messung schwacher Wechselspannungen ist von M. Henri Abraham angegeben worden (Annales des Postes, Telegraphes et Telephones, 1920, S. 197, Referat: Telegraphen- und Fernsprechtechnik 1921, S. 14). Er verwendet eine Hochfrequenzverstärkerschaltung von 4 Röhren, die mit der Leithäuserschen Anordnung (Jahrb. d. drahtl. Telegraphie, Bd. 14, S. 152) genau übereinstimmt. Zweifelhaft ist bei dieser Anordnung die Verwendbarkeit für Hochfrequenzmessungen, da mehrere Rückkopplungskanäle vorhanden sind, die eine Entdämpfung des Meßkreises und damit eine Frequenzabhängigkeit zur Folge haben können.

Ein Verfahren zur Messung schwacher Wechselströme läßt sich aus der starken Abhängigkeit des Emissionsstroms von der Glühfadenheizung gewinnen. Das Verfahren besteht darin, daß man den Glühfaden mit Gleichstrom vorheizt und den zu messenden Wechselstrom überlagert, wobei beide Stromarten in bekannter Weise durch Kondensatoren und Drosselspulen oder durch eine Wheatstonesche Brückenschaltung voneinander getrennt werden können. Die Empfindlichkeit der Methode wächst sehr stark mit der Vorheizung, es bereitet jedoch experimentelle Schwierigkeiten, den von der Vorheizung herrührenden Emissionsstrom zu kompensieren, um in einem in den Anodenkreis eingeschalteten Galvanometer lediglich ein Maß für den zugeführten Wechselstrom zu erhalten. Der Emissionsstrom ist zeitlichen Schwankungen unterworfen, die nur bei mäßiger Vorheizung auf ein erträgliches Maß zurückzuführen sind. Die Schwierigkeiten lassen sich etwas verringern, wenn man eine Röhre mit Raumladungsgitter verwendet. Die erreichbare Stromempfindlichkeit ist von der Größenordnung der bereits bekannten empfindlicheren Methoden (Thermoelemente, Baretter). Berücksichtigt man jedoch den geringen Widerstand des Röhrenglühfadens, so hat die Emissionsmethode dennoch Vorteile. Verfasser schlägt zur Strommessung eine besondere Röhrenkonstruktion mit langen dünnen Glühfäden von hohem Widerstand vor.

Auch zur Messung von Phasenverschiebungen und Leistungen lassen sich Elektronenröhren mit Vorteil verwenden. Legt man zwei Wechselspannungen von gleicher Frequenz derart an eine Elektronenröhre an, daß sie mit einem gemeinsamen Pol an die Kathode, mit den beiden anderen an Gitter und Anode angeschlossen sind, so ist die Stärke des entstehenden Anodengleichstroms ein Maß für Amplituden und Phasenverschiebung. Für gegebene Amplituden kann man eine solche Anordnung als Phasenmesser eichen. Verfasser hat mit Hilfe der Frankeschen Maschine gezeigt, daß auf diese Weise brauchbare Eichkurven zu gewinnen sind. Vorraussetzung dafür ist, daß die an das Gitter angelegte Spannung nicht größer ist, als die an der Anode. Eine rechnerische Verfolgung der Vorgänge zeigt, daß beim Einschalten des Galvanometers lediglich in den Anodenkreis für die Abhängigkeit des Anodenstroms von den Amplituden und der Phasenverschiebung keine einfache Beziehung besteht. Mißt man aber den gesamten Emissionsstrom, indem man das Galvanometer in den dem Gitter- und Anodenkreis gemeinsamen Leitungsteil einschaltet, so entspricht der Galvanometerausschlag der Summe von Anoden- und der durch den Durchgriff geteilten Gitterspannung. In bekannter Weise kann man durch Kommutieren einer dieser Spannungen aus der Differenz der Quadrate zweier solcher Messungen ein Maß für das skalare Produkt der beiden Spannungen erhalten und dadurch ein Verfahren zur Messung kleiner Leistungen ausbilden. Die experimentelle Prüfung dieses Gedankens erwies die praktische Brauchbarkeit der Methode.

Eine andere Methode zur Messung kleiner Leistungen, die von Hausrath vorgeschlagen ist, läßt sich mit Vorteil mit Hilfe von Elektronenröhren durchführen. Sie beruht auf einer brückenartigen Schaltung zweier thermischer Stromindikatoren; als solche werden zweckmäßig Röhren nach der oben erwähnten Emissionsmethode verwendet.

Für manche meßtechnischen Zwecke wertvoll sind auch die Begrenzungs- und Sättigungserscheinungen an Elektronenröhren. Rogowski hat darauf einen Vorschlag zur Verbesserung des Braunschen Kathodenstrahloszillographen aufgebaut (Archiv f. Elektr. Bd. 9, S. 115). Er verwendet die Sättigung des Anodenstroms von einer bestimmten Spannung ab, um rechteckige Strom- und dreieckige Spannungskurven zu erhalten, die eine gleichmäßige rhythmische Ablenkung des Kathodenstrahls ermöglichen, so daß kontinuierliche periodische Vorgänge in derselben Weise aufgezeichnet werden, wie mit den bekannten Spiegeloszillographen.

Verfasser hat ein Begrenzungsverfahren angegeben, bei dem der Grenzwert beliebig eingestellt werden kann. Die zu begrenzende Spannung gleicht sich dabei zunächst über einen hohen Widerstand und einen Gleichrichter aus. Dem Spannungsabfall an diesem Widerstande entsprechen Spannungshalbwellen, welche über ein Hilfspotential in Reihe mit einem andern Gleichrichter bis zur Höhe dieses Hilfspotentials begrenzt werden. Mit diesem Spannungsbegrenzer wird es ermöglicht, ein Verfahren zur unmittelbaren Messung von Phasenverschiebungen auszubilden, indem die beiden Wechselspannungen zunächst auf bestimmte Beträge begrenzt werden und die Phasenverschiebung mit dem oben erwähnten Röhrenverfahren gemessen wird.

Die Elektronenröhre hat für die Meßtechnik eine besondere Bedeutung gewonnen durch ihre Verwendung zur Erzeugung kontinuierlicher Schwingungen. Diese meßtechnischen Anwendungen im weiteren Sinne fallen außerhalb des Rahmens der vorliegenden Abhandlung, die sich auf diejenigen bis jetzt bekannten Methoden beschränkt, bei denen die Röhre als eigentliches Meßgerät Verwendung findet.

L. W. Austin, „The Wave Front Angle in Radiotelegraphy". (Journal of the Washington Acad. of Sciences, vol. 11, Nr. 5, 1921.)

Die Arbeit enthält die Beschreibung von Versuchen zur Bestimmung des Winkels, den die Wellenstirne bei der drahtlosen Zeichenübertragung mit der Erdoberfläche einschließt, die von dem Naval Radio Research Laboratory in Anacostia unternommen wurden. Bezüglich der Theorie wird auf die Arbeiten von Zenneck, Uller, Sommerfeld, P. Epstein und das Lehrbuch von Zenneck verwiesen. Verfasser bezeichnet die gleichgerichteten Versuche früherer Beobachter, die die Lage der Wellenstirne mit Hilfe schleifenförmiger, um eine lotrechte und eine wagrechte Achse drehbarer Empfänger zu bestimmen suchten, als nicht geeignet, um die Frage zu entscheiden. Er selbst betrachtet als die nächstliegende und Einwänden am wenigsten ausgesetzte Art der Beobachtung den Empfang mittels einer entsprechend hoch über dem Erdboden drehbar angebrachten geradlinigen Antenne, in deren Mitte ein Empfänger eingeschaltet ist. Er verwendete zwei, an einer hölzernen Spreizvorrichtung von 60 Fuß Länge ausgespannte Empfangsdrähte von je 30 Fuß; die Vorrichtung war auf der Spitze eines 55 Fuß hohen Holzmastes angebracht und sowohl um eine lotrechte, als auch um eine wagrechte Achse drehbar. Die Empfangsvorrichtung bestand aus einer, mittels eines Umschalters mit den geradlinigen Drähten zu verbindenden Selbstinduktion mit parallel ge-

schalteter Kapazität und einem sekundären mit Lautverstärker versehenen Kreise. Die ganze Vorrichtung einschließlich der Batterien befand sich auf der Spitze des Mastes und war, mit Ausnahme des Primärkreises, in einem mit Kupfernetz überzogenen Schutzkasten untergebracht, der geerdet wurde. Der Aufstellungsort in Anacostia befand sich günstig auf mehr als $^1/_2$ Meile von Drahtleitungen und Häusern entfernt.

Das Versuchsverfahren war folgendes: Zuerst wird die Antenne lotrecht gerichtet, während sich die wagrechte Achse annähernd in der Ebene der ankommenden Wellen befindet. Dies gibt einen Höchstwert der Empfangsstärke. Sodann wird durch Drehen um die wagrechte Achse die Lage des Tiefstwertes ermittelt. Bei den Vorversuchen im Bureau of Standards (Sommer, Herbst 1919) mit niedrigerem Maste, kürzeren Drähten und schlechterer Abschirmung hatten die Einstellungsfehler etwa 10° betragen. Eine große Zahl von Beobachtungen an den Zeichen verschiedener Sendestellen, einschließlich New Brunswick, Annapolis, Nauen und Lyon ergaben keine Abweichungen der Wellenstirne von der Lotrechten, die größer als die mutmaßlichen (estimated) Beobachtungsfehler gewesen wären. Die Beobachtungen in Anacostia waren zwar nicht so ausgedehnt, bestimmen aber wahrscheinlich eine bestimmte Grenze für die Abweichung der Wellenfläche von der Lotrechten für die beobachteten Sendestellen bei normalen Empfangsbedingungen bei Tageslicht. Folgende Zusammenstellung gibt einen Überblick der Ergebnisse der Messungen im Juni 1920:

Sendestelle	Entfernung in Seemeilen	Länge in m	Mittel des scheinbar. Winkels d. Wellenfläche	Zahl der Beobachtungen	Größte Abweich. vom Mittel
New Brunswick	152	13.000	+ 3,1°	44	+ 1,4
Annapolis	29	17.200	— 2,2	14	+ 1,2
Nauen	3595	12.500	+ 3,4	3	— 0,4
San Diego . . .	1974	15.200	— 0,8	1	—

Das + Zeichen bedeutet Vornüberneigung, das — Zeichen Zurückbleiben der fortschreitenden Wellenfläche gegen die Lotrechte. Die Ergebnisse bezüglich New Brunswick und Annapolis hält Verfasser für die Folge von systematischen Apparatfehlern, vermutlich der Lage der wagrechten Drehachse. Bei Nauen ist die Abweichung von der Lotrechten nur wenig größer als der geschätzte Fehler. Die Beobachtung an San Diego ist deshalb besonders lehrreich, weil die Wellen auf der

ganzen Strecke über Festland liefen und trotzdem die beobachtete Wellenstirne fast genau lotrecht steht.

Von besonderer Wichtigkeit waren die Nachtbeobachtungen an New Brunswick, wobei keine merkliche Abweichung von der Lotrechten gefunden wurde, während der Radiokompaß Abweichungen der Ankunftsrichtung der Wellen bis zu 30^{0} gegenüber den Tagesbeobachtungen anzeigte, was mit der gewöhnlichen Annahme, die Unregelmäßigkeiten bei Nacht seien durch Zurückwerfung der Wellen in höheren Luftschichten hervorgerufen, schwer vereinbar ist.

Außer mit dem beschriebenen Verfahren wurde versucht, den Neigungswinkel durch Vergleich der lotrechten und wagrechten Komponenten der Welle zu ermitteln, und zwar durch Messung der Empfangsstärke der Nauener Wellen mit Hilfe einer lotrechten Antenne von 50 Fuß effektiver Höhe und 50 Ohm, und einer in Wasser verlegten 2000 Fuß langen Antenne von 100 Ohm. Der Verf. verweist hier auf den Einwand, der gegen dies Verfahren wegen des unbekannten Einflusses der Ströme erhoben werden kann, die in der Umgebung der Erdantenne entstehen. Die Empfangsstärken erwiesen sich als gleich. Daraus folgert der Verf. eine Abweichung von 2^{0} von der Lotrechten, was innerhalb der Fehlergrenzen mit den Messungen nach dem ersten Verfahren übereinstimmt. Der Verf. kommt zu dem Schlusse, daß für Wellenlängen von mehr als 10 000 m die Abweichung der Wellenstirne von der Lotrechten unter gewöhnlichen Bedingungen in Anacostia 3^{0} nicht überschreitet.

Der Schluß der Arbeit lautet in wörtlicher Übersetzung: „Mit dem neuen Apparat war es möglich, den Winkel der Wellenstirne der statischen Störungen (static disturbances) mit bemerkenswerter Genauigkeit zu erhalten. Es wurde — im Gegensatze zu der Annahme, daß die statischen Störungen von oben kommen (that static comes from above) — gefunden, daß die statische Wellenstirne praktisch stets lotrecht ist wie das Signal, doch daß zu Zeiten die beiden Winkel hinreichend verschieden sind, um ein wahrnehmbares Signal beim statischen Tiefstwert zu ergeben.“ Josef Geitler, Graz.

Photoelektrische Effekte in Audionröhren mit Oxydkathode (Photoelectric Phenomena in Coated Filament Audion Bulbs), by Ernest Merritt; Cornell University. The Physical Review. XVII, S. 525, 1921, Heft 4.

In Audionröhren mit Oxydkathode wird oft ein Beschlag auf der Anode bemerkt, der photoelektrische Aktivität zeigt. Verf. konnte

die photoelektrischen Ströme mit einem empfindlichen Galvanometer messen. Die aktiven Strahlen lagen an den Grenzen des Ultraviolett.

Da sich der Beschlag infolge der Verdampfung des Oxydes bildet, schien es wahrscheinlich, daß auch der Faden denselben Effekt aufwies. Verf. konnte diese Vermutung bestätigen.

Der photoelektrische Strom wuchs mit der Temperatur des Fadens, jedoch nicht so stark wie der glühelektrische Strom. Bei schwacher Rotglut wurde der photoelektrische Strom in einem Fall 1,4 mal größer gefunden, als wenn der Faden kalt war. Er betrug 7 Mikroampere. Eine Elster- und Geitelzelle von wenigstens hundertmal größerer Fläche als der Glühfaden des Rohres gab bei derselben Belichtung 0,34 Mikroampere. Polarisiertes Licht zeigte keinen Unterschied.

Besonders interessant wurde die Erscheinung bei Anwendung der Hullschen Dynatronschaltung. Die Versuche wurden mit einer „V"-Röhre der Western Electric Comp. angestellt. Um die Anode oder den Faden getrennt bestrahlen zu können, wurde ein feines Lichtbündel benutzt. Dann ergab die Bestrahlung der Anode einen Effekt, der einer erhöhten Sekundärelektronenstrahlung der Anode entsprach und zwar schien in einigen Fällen der Effekt größer zu sein, als es sich aus einer einfachen Summierung des photoelektrischen Effekts und der Sekundärelektronenemission schließen lassen würde.

Wurde der Faden allein bestrahlt, so entsprach das Ergebnis einer verminderten Sekundärelektronenemission. Verf. führt dies auf die erhöhte Raumladung in der Nähe des Fadens zurück, welche die Geschwindigkeit der die Anode erreichenden Elektronen herabsetzt.

Robert Jaeger.

Karl F. Lindman, Über die Fortpflanzungsgeschwindigkeit elektrischer Wellen in Luft und längs Drähten. (Öfversigt af Finska Vetenskaps-Societetens Förhandlingar. Bd. 58, 1915—16, Nr. 5, 47 S.)

Bei den Messungen über die Fortpflanzungsgeschwindigkeit elektrischer Wellen ergaben sich bei den Versuchen von Hertz, Sarasin und de la Rive, Poincaré, Hammer und anderen Unterschiede bei der Ausbreitung der Wellen in Luft oder im Vakuum gegen die längs Drähten, die bis zu 3 Prozent betrugen. Bei genauer Prüfung der Versuche ergibt sich aber, daß diese Abweichungen durch die Einwirkungen systematischer Versuchsfehler, wie z. B. Störungen durch Beugungen und Reflexionen hervorgerufen sein können. Aus dem früher experimentell ermittelten Wert für die Länge von Luftwellen,

die von einem dipolförmigen Sender ausgestrahlt werden, und durch Berechnung der Schwingungsdauer dieses linearen Oszillators nach der in der P. Drudes Physik des Äthers angegebenen Formel berechnet sich die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektrischen Luftwellen zu $3{,}026 \cdot 10^{10}$ cm/sec, während der 'Wert der Lichtgeschwindigkeit $3{,}001 \cdot 10^{10}$ cm/sec beträgt. Die Abweichung wird durch den approximativen Charakter der Formel für die Schwingungsdauer erklärt.

Bei den sehr sorgfältig durchgeführten Versuchen wird ein linearer Oszillator von 2×13 cm Länge benutzt, dessen genaue Konstruktion hier nicht angegeben ist, da er vom Verf. früher in der gleichen Zeitschrift Bd. 51, 1908/09 beschrieben ist. Die Wellenlänge wurde mittels stehender Wellen bestimmt und zwar für Drahtwellen an einer Lecherschen Drahtanordnung mit einer Drahtbrücke, dessen Thermokreuz mit einem Galvanometer verbunden war, zu $2 \cdot (13{,}10 \pm 0{,}02)$ cm, und für Luftwellen durch Reflexion an einem Kupferschirm von 71×61 cm Größe zu $2 \cdot (13{,}10 \pm 0{,}02)$ cm, wobei die Enden der benutzten linearen Resonatoren zur bequemen und genauen Abstimmung aus Drahtspiralen bestanden. Aus den Messungen ergibt sich eine Übereinstimmung zwischen den Fortpflanzungsgeschwindigkeiten elektrischer Draht- und Luftwellen bis auf einen wahrscheinlichen Fehler von 0,3 %. Die Differenz zwischen Lichtgeschwindigkeit und der Geschwindigkeit von Drahtwellen beträgt etwa 0,1 % und liegt somit innerhalb der Genauigkeit, mit der erstere bekannt ist. Als Folgerung ergibt sich aus diesen Versuchen noch, daß das Fehlen von elektrischen und magnetischen Fernkräften, wie es die Maxwellsche Theorie verlangt, mit einer Genauigkeit von etwa 0,2 % verifiziert wird. Lü.

E. Mayer, Zur Theorie der Lichtbogenschwingungen (Ztschr. für techn. Phys. **2**, S. 18—28, 40—49, 73—81, 94—105, 1921).

Für die Tatsache, daß bei großen Lichtbögen der Effektivstrom in der Antenne durch den Speisestrom bestimmt ist und zwar in weiten Grenzen unabhängig von der Wellenlänge und dem Antennenwiderstand, wird auf Grund vereinfachender Annahmen eine Erklärung gegeben. Diese Annahmen sind: 1. der Speisestrom soll konstant sein, denn durch Einschalten großer Drosselspulen können die Schwankungen des Speisestromes während jeder Periode beliebig klein gemacht werden. 2. Der Stromverlauf im Schwingungskreis soll während des Schwingungsvorganges stets sinusförmig sein. 3. Die Charakteristik des

Lichtbogens soll eine einfache Form haben. — Es komplizieren sich durch diese Annahmen erst die Verhältnisse bei Schwingungen zweiter Art, da man hier die Stadien der Ladung und der Schwingung unterscheiden muß. Die Werte für den zeitlichen Verlauf von Strom und Spannung im Schwingungs- und Ladestadium werden berechnet und an Hand zahlreicher Kurven für den Schwingungsstrom, den Strom im Lichtbogen, die Spannung am Lichtbogen und die Momentanwerte der Leistung bei geradliniger, gekrümmter und dynamischen Charakteristik bei Schwingungen erster und zweiter Art diskutiert. Für alle diese Fälle werden auch die Energieverhältnisse ausführlich betrachtet und die Leistungsübertragung vom Lichtbogen an den Schwingungskreis. In Einzelheiten hierüber muß auf die Arbeit selbst verwiesen werden, und ebenso wegen der Berechnungen der Endamplitude, bei der sich ein stationärer Zustand einstellt, und der nachträglichen Steigerung des Speisestromes zur Erhöhung der Schwingungsstromamplitude.

Im Anschluß an die Betrachtungen über die Stabilität des Speisekreises führt der Verf. folgende drei Gründe für die Tatsache an, daß bei Lichtbogensenderanlagen der Effektivwert des Stromes J in der Antenne stets ungefähr gleich dem 0,707 fachen des Speisestromes i_g ist:

1. Die dem Schwingungskreis zugeführte Energie fällt mit dem Eintreten von Schwingungen zweiter Art rapide ab, so daß schon bei geringem Anwachsen von J über i_g hinaus Gleichgewicht im Hochfrequenzkreise eintritt.

2. Um eine möglichst große Belastung des Lichtbogengenerators zu erzielen, kann man nach Einsetzen von Schwingungen zweiter Art den Speisestrom nachregulieren, bis J gerade etwas größer als i_g wird. Hiervon wird in der Praxis Gebrauch gemacht.

3. Der Speisestrom hat die Tendenz in dem Augenblick sich zu vergrößern, wo J über i_g hinaus wächst, um auf diese Weise automatisch das oben genannte Verhältnis wieder herzustellen.

Im Schlußabschnitt wird der Wirkungsgrad des Lichtbogengenerators behandelt. Der Gesamtwirkungsgrad η, d. h. das Verhältnis der im Antennenkreis erzeugten zu der von der Gleichstrommaschine entnommenen Leistung, kann als Produkt zweier Teilwirkungsgrade angesehen werden, nämlich des Wirkungsgrades der Speiseleitung η_1 und des der Hochfrequenzseite η_2. Der Wert von η_1 liegt abhängig von der Form der Charakteristik zwischen 0,5 und 0,67, während für η_2 ein Wert von 0,6 und mehr in der Praxis erzielt werden kann. Der Gesamtwirkungsgrad läßt sich dadurch verbessern, daß die Maschi-

nenspannung nicht konstant und unabhängig von Speisestrom gewählt wird, sondern eine Dynamomaschine mit fallender Charakteristik benutzt wird. Hierdurch verkleinert sich nämlich der für die Stabilität erforderliche Vorschaltwiderstand.

In einem Anhang werden vorstehende Betrachtungen auf Lichtbogenschwingungen mit einer willkürlich angenommenen Charakteristik ausgedehnt, und zwar wird eine rechteckige Form zugrunde gelegt, bei der die Spannung bis zu einer bestimmten Stromstärke konstant bleibt, um dann plötzlich auf Null zu fallen. Dem Verf. erscheint es nicht unmöglich, eine derartige Charakteristik an Elektronenröhren herzustellen. Der Gesamtwirkungsgrad wird hierbei wesentlich höher und zwar mit wachsendem Speisestrom und kann leicht auf 0,8 und mehr gebracht werden, wobei z. B. $\eta_1 = 0{,}917$ und $\eta_2 = 0{,}91$ sind.

Die Arbeit ist 1918 im Nordamerikanischen Internierungslager auf Anregung von Prof. Zenneck entstanden. Lü.

P. O. Pedersen, Über den Poulsenbogen und seine Theorie. (On the Poulsen arc and its theory) (Proc. Inst. Rad. Eng. Bd. 5, Nr. 4, S. 255—316, und Bd. 7, Nr. 3, S. 293—297, 1919).

Bei dem untersuchten Poulsenbogen war die Anode ein hohles und wassergekühltes Kupferrohr, während die Kathode aus einem Kohlering bestand, der an einer rotierenden Kupferwalze angeschraubt war. Das Magnetfeld war so angeordnet, daß der Bogen in der oberen Hälfte zwischen den Elektroden nach oben geblasen wurde. Die Stärke des Magnetfeldes wurde mit einem Grossotschen Fluxmeter gemessen. Der Abstand der Elektroden betrug etwa 1 mm. Die Kapazität des Schwingungskreises bestand aus Ölkondensatoren, von denen vier mit einer Kapazität von je 7300 cm benutzt werden konnten. Die Selbstinduktion war eine Spule von 70 Windungen 5 mm starken Kupferdrahtes und betrug $1{,}3 \cdot 10^6$ cm. Der Regulierwiderstand zur Einstellung von Ohmschem Widerstand im Schwingungskreis bestand aus Kohlestäben. Die Drosselspulen im Gleichstromkreis hatten eine Induktanz von 0,1 Henry. An Spannung standen für den Bogen 220 und 440 Volt, für das Magnetfeld 110 Volt zur Verfügung. Der Bogen brannte gewöhnlich in Leuchtgas, manchmal auch in Wasserstoff mit einer Stromstärke von 15—34 Ampere. Der Bogenkrater konnte mit und ohne rotierenden Spiegel photographiert werden, während der Verlauf der Spannung am Bogen mit einem Gehrckeschen Glimmlicht-Oszillographen aufgenommen wurde.

Der Verf. diskutiert zunächst das Verhältnis g des Hochfrequenz-

stromes J zum Speisestrom J_0 und findet für den normalen Poulsenbogen bei 15—20 Ampere Gleichstrom und der Wellenlänge $\lambda = 1000$ m und mehr den Wert $g = \frac{J}{J_0} = \sqrt{\frac{1}{2}} = 0{,}707$. Um auf einfache Weise den zur Erzeugung eines Hochfrequenzstromes J erforderlichen Gleichstrom J_0 und die Gleichspannung V_0 bestimmen zu können, wird $\gamma \cdot J_0 V_0 = J^2 R$ gesetzt, wo γ der Wirkungsgrad des Bogens und R der effektive Widerstand im Bogenkreis ist. Man erhält dann $\gamma J_0 V_0 = \frac{1}{2} J_0^2 R$ oder $2\gamma V_0 = J_0 R$. Der Wert von γ ist nicht bekannt, wird aber für die Praxis bei gleichem Bogen als konstant angenommen. Die einzelnen Werte des Lichtbogens werden auf Grund der „B-Theorie" berechnet, die auf der von Barkhausen vereinfachten dynamischen Charakteristik eines Wechselstromlichtbogens beruht. Mit den experimentellen Ergebnissen am richtigen Poulsenbogen stehen diese Werte nicht im Einklang, während sie vielen Laboratoriumsversuchen genügen. So ergibt sich in den meisten Fällen ein größerer Wert für g als er der Praxis entspricht. Weiter soll nach der Theorie die Zündspannung E_s des Bogens für einen bestimmten Fall $\left(J_0 = 20 \text{ Amp.}, R = 3 \text{ Ohm}, \sqrt{\frac{L}{C}} = 400 \text{ Ohm}\right)$ gleich 1730 Volt sein, während unter den gleichen sonstigen Bedingungen mit einer zum Bogen parallel geschalteten Funkenstrecke, die mit ultraviolettem Licht bestrahlt war, nur 0,01 mm Funkenlänge erzielt wurde, einer Spannung von etwa 380 Volt entsprechend. Nach Barkhausens einfacher Charakteristik hat den maßgebenden Einfluß auf den Wirkungsgrad nur die Zündspannung, während die Löschspannung nicht wesentlich in Betracht kommt. Der Verfasser hält aber gerade die Löschspannung wegen der durch sie bedingten Entionisation zum Zustandekommen regelmäßiger Hochfrequenzschwingungen für sehr wichtig. Der Verf. berechnet, daß die Löschspannung sich bereits bemerkbar machen muß, wenn der Bogenstrom $J \geqq 3 J_0 R \sqrt{\frac{C}{L}}$ ist, denn nur dann löscht der Bogen in jeder Periode einmal. In den weiteren Ausführungen wird dann untersucht, ob das Verhalten des Poulsenbogens mit der Theorie des Autors, der „A-Theorie" in Einklang zu bringen ist.

Für die bereits genannten Werte: Zünd- und Löschspannung, das Stromverhältnis und außerdem für den Einfluß des Abstandes der Elektroden wird die erforderliche Übereinstimmung gefunden, denn bei kleinem Elektrodenabstand braucht die Zündspannung nicht viel größer

als die Löschspannung zu sein. Sehr eingehend wird der Einfluß des Magnetfeldes auf den Bogen studiert, und zwar wird der Bogen bei den einzelnen Versuchsbedingungen photographiert und werden sog. Krater-Oszillogramme mit rotierendem Spiegel aufgenommen. Es ergibt sich, daß die Geschwindigkeit, mit der der Bogen wandert, dem Gleichstrom und dem Magnetfelde direkt und der Dichte des Bogengases umgekehrt proportional ist. Bei zu starkem Magnetfeld bestehen gleichzeitig zwei oder mehr konzentrische Bogen zwischen den Elektroden, wodurch die Konstanz der Schwingungen leidet, außerdem wird die Zündspannung erhöht und dadurch der Wirkungsgrad herabgesetzt. Letzteres ist auch bei zu schwachen Feldern der Fall, da der Bogen zu leicht wiederzünden kann. Bei ganz schwachen Magnetfeldern ist die Entionisation so gering, daß ein äußerer und ein innerer Bogen gleichzeitig bestehen können, und zwar mehrere Perioden lang der äußere mit abnehmender, der innere mit zunehmender Stromstärke. Das günstigste Magnetfeld ist das, in dem der Bogen nur einmal in der Periode und immer an den Elektrodenrändern zündet, da man so den besten Wirkungsgrad und die größte Konstanz hat. Die Größe dieses Magnetfeldes ist aber noch von der Wellenlänge abhängig und zwar ist das Feld letzterer umgekehrt proportional, wie es auch aus der A-Theorie folgt. Mit dem Hochfrequenzwiderstand des Schwingungskreises nimmt die Größe des günstigsten Magnetfeldes linear zu. Bei den Messungen wurde das Magnetfeld zwischen 10 und 2500 Gauss variiert.

Im Nachtrag wird die Spitzenspannung berechnet, die für die Aufrechterhaltung von Schwingungen erster Art erforderlich ist. Ist U die Fläche dieser Spitze, so gilt angenähert: $U = \pi \cdot R \sqrt{L C} \cdot J_m$, wo J_m die maximale Amplitude des Hochfrequenzstromes J ist. Für das Verhalten derartiger Schwingungen in Magnetfeldern verschiedener Stärke werden kurz einige experimentelle Ergebnisse mitgeteilt. Lü.

W. Dornig, Konstanthaltung der Umdrehungszahl von Elektromotoren zum Antrieb von Hochfrequenzmaschinen. Elektrot. Ztschr. **42**, 1, S. 7, 1921.

Die Verwendung ungedämpfter, maschinell erzeugter Schwingungen in der Hochfrequenztechnik stellt an die Konstanz der Tourenzahl des mit der Hochfrequenzmaschine gekoppelten Antriebsmotors sehr hohe Anforderungen. Die Steilheit der Resonanzkurve moderner Sendeantennen hat zur Folge, daß bei einer Änderung der aufgedrückten Frequenz um nur wenige Promille der Antennenstrom so beträchtlich

sinkt, daß, insbesondere bei größeren Entfernungen, die Verbindung in Frage gestellt wird. Die Konstanz der Umdrehungszahl muß auch bei erheblichen Belastungsänderungen gewahrt bleiben, da im Telegraphierbetriebe häufig die Belastung zwischen Vollast und Leerlauf schwankt.

Die in der elektrotechnischen Praxis gebräuchlichen Regulierapparate besitzen im allgemeinen nicht die zur Erzielung einer so hohen Konstanz erforderliche Empfindlichkeit. Verf. hat im Verein mit der Firma Dr. Th. Horn, Leipzig, einen Fliehkraftregler konstruiert, der den geforderten Bedingungen genügt. Die Bewegung der Gewichte betätigt unter Zwischenschaltung einer Schubstange mit Hebelübersetzung einen Kontakt, der mit Hilte eines Relais je nach Bedarf einen Widerstand im Erregerkreise des Nebenschlußmotors ein- oder ausschaltet. Der Motor steuert sich also selbst auf elektrischem Wege; seine Tourenzahl kann nur innerhalb zweier eng gezogener Grenzen schwanken. Der Apparat ist durch eine Zahnradübersetzung mit der zu steuernden Maschine gekuppelt; durch Einschaltung verschiedener Übersetzungsverhältnisse sind mehrere Tourenzahlen einstellbar.

Die Vorrichtung hat sich bereits im praktischen Betriebe auf den Stationen Pola und Deutsch-Altenburg bewährt.

Der Gedanke, eine Zentrifugalregulierung zur elektrischen Beeinflussung eines Elektromotors zu benutzen, ist seit langem bekannt und wohl von Helmholtz zuerst angegeben worden. Die theoretische Behandlung sowie eine darauf gegründete Konstruktion eines Tourenreglers stammen von Giebe (Ztschr. f. Instrkd., **29**, 7, S. 205—216, 1909). In der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt ist der Giebesche Regulator, konstruktiv weiter durchgebildet, zur Konstanthaltung der Tourenzahl eines rotierenden Unterbrechers für absolute Kapazitätsmessungen von höchster Genauigkeit in der Maxwellschen Schaltung seit über 10 Jahren im Gebrauch und hat sich vorzüglich bewährt. Die einzige wesentliche Neuerung der Dornigschen Konstruktion besteht, soweit man aus den gemachten Angaben ersehen kann, in der konstruktiven Anpassung des Apparates an den speziellen Zweck des Hochfrequenzmaschinenbetriebes. Die variable Zahnradübersetzung ließe sich natürlich an dem Giebeschen Regulator, der ursprünglich nur für eine einzige Tourenzahl gebaut und deshalb auf der Welle der Maschine fest montiert ist, ebenfalls anbringen. Zi.

Walter Meissner, Über Hochfrequenztelephone. (Mitteilung aus der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.) (Z. S. für Physik, Bd. 3, S. 111—116, 1920.)

Bei dem Kondensatortelephone wird einem 0,06 mm dicken Neusilberblech in einem Abstande von 0,1 mm gegebenenfalls unter Einfügung eines dünnen Glimmerblattes eine kleine Metallplatte gegenüber befestigt, so daß die Kräfte zur Erzielung möglichst großer Schwingungsweiten möglichst in der Mitte der Membran angreifen. Das Telephon liegt als Kondensator in einem Schwingungskreis. Bei gedämpften Hochfrequenzströmen entsteht dann direkt ein hörbarer Ton, während man bei ungedämpften mit Schwebungsempfang arbeitet. Die Kraft auf die Membran ist in erster Annäherung

$$P = \frac{\varepsilon}{8\pi} \cdot \frac{F E^2}{a^2} = \frac{1}{2a} E^2 C$$

wo ε die Dielektrizitätskonstante, F die Fläche der kleinen Gegenelektrode, a der Abstand, E der Spannungsunterschied der Kondensatorplatten und C die Kapazität des Kondensators ist.

Das Spulentelephon besteht in der benutzten Form aus einer Primärspule, die im Schwingungskreise liegt und der aus einer Windung bestehenden Sekundärspule, deren oberer Teil als Telephonmembran dient. Bei Erregung der Primärspule wirkt in der Sekundärspule, in diesem Falle der Membran eine nach dem Spuleninnern gerichtete Kraft. Diese Kraft ist für diese Konstruktion

$$P = -J_1 J_2 \frac{\partial L_{12}}{\partial p} - \frac{1}{2} J_2^2 \frac{\partial L_2}{\partial p}$$

wo J_1, J_2 die Ströme in der Primär- und Sekundärspule, L_2 die Selbstinduktion der Sekundärspule, L_{12} die gegenseitige Induktion und ∂p die Verrückung bedeutet. Ein Nachteil des Spulentelephons gegenüber dem Kondensatortelephon liegt in dem Verlust durch Joulesche Wärme. Die mit ihm erzielten Erfolge sind auch weniger günstig.

Beim Empfang ungedämpfter Wellen ist eine Verstärkung im Kondensatortelephon durch eine Hilfsspannung möglich, da die Amplitude der den Ton erzeugenden Kraft dem Produkt: Empfangsspannung × Hilfsspannung proportional ist. Prinzipiell kann also der Empfang beliebig verstärkt werden. Beim Empfang ungedämpfter Wellen erhält man ebenfalls bei Anwendung einer Hilfswelle sehr große Verstärkung. Letzteres ist durch praktische Versuche bestätigt. Für ungedämpfte Schwingung sollen noch Vergleiche mit den bisher üblichen Methoden durchgeführt werden. Lü.

G. W. O. Howe, The Capacity of Rectangular Plates and a Suggested Formula for the Capacity of Aerials. (The Radio Review **1**, 14, S. 710, 1920).

Das Antennendach einiger Antennenformen kann bei hinreichend geringem Drahtabstand aufgefaßt werden als rechtwinklige Fläche oder als ein System aus mehreren solchen. Die Berechnung der Kapazität eines Rechtecks gelingt unter der Voraussetzung gleichförmiger Ladungsverteilung. Sind l und w die Seiten des Rechtecks, so ist die Ladung Q proportional $w \cdot l$. Den Ansatz für die Spannungsverteilung längs einer seitenparallelen Geraden entnimmt Verf. einer früheren Arbeit. Der Mittelwert der Spannung ergibt sich durch Integration über die gesamte Fläche. Auf diese Weise erhält man für die Kapazität des Rechtecks einen Ausdruck von der Form $C = k \cdot \sqrt{w \cdot l}$ cm, worin k eine komplizierte Funktion des Quotienten $\alpha = l/w$ ist. Kurven für $k = f(\alpha)$ sind beigefügt. Für $\alpha < 12$ kann k näherungsweise dargestellt werden durch die Gleichung $k = 0{,}324\,(1 + 0{,}0375\,\alpha)$.

Austin gelangte durch Messung der Kapazität von Antennen der genannten Form zu einer empirischen Formel, die auch die Antennenhöhe enthält. Berücksichtigt man den Einfluß des Erdabstandes rechnungsmäßig, so erhält man

$$C = k\sqrt{w \cdot l}\left(1 + \frac{k\sqrt{w \cdot l}}{2h}\right) \text{ cm.}$$

Diese Formel stimmt mit der Austinschen verhältnismäßig gut überein und liefert bis auf einige Prozent gleiche Kapazitätswerte Zi.

A. Tobler, L'emploi de l'oscillateur du General Post Office de Londres dans les mesures de self et de capacité. Journal télégraphique **44**, 8, S. 117, 1920.

Der Röhrengenerator weist die bekannte Schaltung mit magnetischer Rückkoppelung auf. Der Belastungskreis, der die Wheatstonesche Brücke enthält, ist ebenfalls durch magnetische, lose Koppelung an den Schwingungskreis angehängt. Die Frequenz umfaßt den Bereich von 400 bis 2000 Per. sec^{-1}.

Bemerkenswert ist die Art und Weise, in der die Anodenspannung erzeugt wird. Hierbei wird die gleichrichtende Wirkung der neuen Glimmlampe der Firma Pintsch (Gleichstromtype) benutzt, um die erforderliche Gleichspannung von etwa 200 Volt einem Wechselspannungsnetz von 220 Volt zu entnehmen. Die unvermeidbaren Spannungsschwankungen auf dem Netz haben nach Angabe des Verf.

keinen Einfluß auf die Schwingungsfrequenz, sondern nur einen solchen auf die Amplitude.

Für die Charakteristik des Generators sowie für die Abhängigkeit der erzeugten mittelfrequenten Spannung von der Anodenspannung werden Kurventafeln gegeben.

Die Brücke enthält in drei Zweigen Widerstände, im vierten Selbstinduktion und Kapazität in Reihe. Ist die Eigenfrequenz dieses Zweiges gleich der Generatorfrequenz, so kann man infolge des Herausfallens der Blindwiderstände auf Stromlosigkeit des Indikators abgleichen. Als solcher wird ein Duddellsches Vibrationsgalvanometer benutzt. Die Resonanzeinstellung geschieht mit Hilfe des Drehkondensators. Bei bekannter Frequenz findet man also entweder Kapazität oder Selbstinduktion je nach der Art des benutzten Normals.

Einige Rechnungsbeispiele sind beigefügt. Zi.

E. Grüneisen und **E. Merkel**, Ein Röhrensender als Normaltonskala. Ztschr. f. Physik **1**, II, S. 277, 1920.

Röhrensender mit hinreichend großer Kapazität und Selbstinduktion eignen sich zur Herstellung langsamer, hörbarer, ungedämpfter Schwingungen. In der kontinuierlichen Veränderlichkeit der Tonskala solcher Apparate liegt ein bedeutender Vorzug gegenüber diskreten Stimmgabeltönen. Ein weiterer Vorzug ist die Konstanz ihrer Amplitude. Die Abhängigkeit der Frequenz von den Betriebsverhältnissen des Senders wird in der vorliegenden Arbeit untersucht. Der Sender umfaßt mit Hilfe dreier auswechselbarer Spulen den Frequenzbereich von 700 bis 46 000 Perioden pro Sekunde, seine Konstruktionsdaten sind angegeben. Die Untersuchungsmethode beruht auf der Schwebungsbeobachtung von Differenztönen; als Vergleichstonquelle dient ein zweiter Röhrensender.

Zur Erzielung konstanter Frequenzen ist die Verwendung eisenfreier Spulen Bedingung. Der Einfluß der Heizung ist gering, wenn der Heizstrom hinreichend unter der Normalstromstärke bleibt. Durch Einschalten eines Kondensators mit parallel liegendem Widerstand in den Gitterkreis wird ein zu starkes Anwachsen des Gitterstromes verhindert und dadurch der Einfluß des Heizstromes weiter herabgedrückt. Bei Berücksichtigung dieser Bedingungen für die Heizung ist die Frequenz auch von der Anodenspannung nahezu unabhängig, sie bleibt bei sorgfältiger Konstanthaltung aller Betriebsverhältnisse (auch der Temperaturen der Apparate) während einiger Minuten bis auf ein Millionstel konstant. Mit Hilfe einer Modifikation der Thomson-

schen Formel kann sie mit einer Genauigkeit von 1—2 Zehntausendsteln aus der Kondensatoreinstellung berechnet werden. Der Temperaturkoeffizient der Schwingungszahl ist von der Größenordnung eines Zehntausendstels. Praktisch unabhängig vom Röhrentyp und den Betriebsverhältnissen wird man, wenn man durch Zuschalten eines kleinen variablen Kondensators einen bestimmten Normalzustand des Senders aufrechterhält.

Die Eichung des Tonsenders geschah mit Hilfe eines Wechselstromes von genau bekannter Frequenz, der durch Transformierung eines mittels des Giebeschen Tourenreglers sehr regelmäßig unterbrochenen Gleichstromes erzeugt wurde.

Der Normaltonsender dürfte sich als Präzisionswellenmesser mit Selbsterregung für lange elektrische Wellen gut eignen. Zi.

Bemerkungen zur Theorie des Ziehens.

(**H. G. Möller**, Band 16, Heft 6.)

Von **H. Pauli.**

Herr Dr. Möller hat mich veranlaßt, folgende ihm gegenüber geäußerte Bemerkungen auch dem Jahrbuch mitzuteilen, und zugleich gebeten, auf folgende Druckfehler hinzuweisen, die leider in seiner Arbeit stehen geblieben sind.

Es soll heißen auf

S. 411 in Z. 1: $\mathfrak{E}_a \cos \omega t =$ Reeller Teil von $(A + j B) J_a e^{j \omega t}$

$= $ „ „ „ $J_a \sqrt{A^2 + B^2} e^{j \gamma} e^{j \omega t}$

Z. 5: $A + j B$

Z. 10: $\left(j \omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j \omega C_2}\right) J_2 + j \omega L_{12} J_C = 0$

Z. 12: im Zähler: $\left(\frac{1}{j \omega C_1} + j \omega L_1' + R_1 + \frac{\omega^2 L_{12}^2}{\dots}\right)$

Z. 14: $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_1') C_1}} \qquad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$

Z. 15: $v = \delta \omega_2 - \delta \omega_1$

Z. 16: vernachlässigt man $\delta \omega_1$ und $\delta \omega_2$ neben ω, sowie R_1 und das $L_{12}{}^2$ proportionale Glied im Zähler neben $\frac{1}{j \omega C_1}$, so . . .

S. 412 in Z. 12: $Z_2 = \delta\,\omega_1 = \delta\,\omega_2 - v$
Z. 15: Geraden Z_2 (statt $\mathfrak{Z}_2$)
Z. 4 von unten: ω_2 (statt ω_3)
S. 415 in Z. 11: Zähler (statt Nenner).
S. 405 Fußnote: Fischer, Ann. d. Phys. **32**, 998, 1910.

Zu den Möllerschen „normalen Frequenz- und Amplitudenresonanzkurven" erscheint mir folgendes noch erwähnenswert:

1. In dem Stromverzweigungsansatz auf S. 411 fehlt der in der Spule L_1 unvermeidliche Widerstand R_L. Unter der Voraussetzung aber, daß dieser ebenso wie R_1 klein neben dem zugehörigen Blindwiderstand $j\,\omega\,L_1$ ist, fällt R_L in der folgenden Rechnung ebenfalls fort. Es bringt also keine neue Schwierigkeit.

2. Sobald aber in genanntem Ansatz die Wirkwiderstände im ersten Kreise das erlaubte Maß überschreiten, insbesondere sobald dabei die Rückkopplung nicht mehr in erster Näherung phasenrein (Möller, Elektronenröhren S. 78 ff.) angenommen werden darf, muß das zu Fig. 9 (S. 417) angegebene Verfahren erweitert und zwar die ω-Achse entsprechend verschoben werden.

Hingegen hat die normale Amplitudenkurve (Fig. 10) eine viel weitere Geltung, wie ich, unabhängig von Möller, an anderer Stelle gezeigt habe. Ihre Theorie stellt bezüglich der Beschaffenheit des ersten Kreises weiter gar keine Ansprüche, als daß die Kopplung konstant und J_1 meßbar sei. Die Kurve gilt im Gegensatz zu der sonst sogenannten Resonanzkurve $J_2 = f(C_2)$ auch oberhalb der kritischen Kopplung in derselben Gestalt, während letztere die bekannte Schleife „zieht".

3. Daran schließt sich sofort die Frage: Kann man dann die Dekrementsmessung aus der Resonanzbreite nicht besser an der „normalen" Kurve vornehmen? Zunächst sei daran erinnert, daß die bekannte Formel (z. B. Zenneck, Lehrbuch d. drahtl. Telegr., 2. Aufl., S. 137—139) für das Dekrement

$$D = \pi \frac{|C_{2r} - C_2|}{C_{2r}} \sqrt{\frac{1}{\frac{J_{2r}^2}{J_2^2} - 1}} \qquad (1)$$

(r = Resonanzwert)

nur für äußerst lose Kopplung gilt.

Wenn man nämlich das „reduzierte Amplitudenverhältnis"

$$a = \frac{|J_2|}{|J_1|}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

einführt, so folgt aus der Möllerschen Gleichung (S. 416):

$$\frac{A^2}{1+x^2} = \frac{L_2}{L_1}\cdot\frac{|J_2|^2}{|J_1|^2} = a^2\text{ [1]} \qquad (2)$$

unter Zurückgreifen auf die Bedeutung von x:

$$\pm\sqrt{\frac{A^2}{a^2}-1} = x = \frac{\omega L_2}{R_2}\left(1-\frac{\omega_2^{\,2}}{\omega^2}\right)$$

Daraus ergibt sich das Dekrement $D = \frac{\pi R}{\omega L}$ zu

$$D = \pi\cdot\left|1-\frac{\omega_2^{\,2}}{\omega^2}\right|\cdot\sqrt{\frac{1}{\frac{A^2}{a^2}-1}} \qquad (3)$$

Diese Formel geht aber nur dann in die zitierte Formel (1) über, wenn J_1 und ω bei der durch C_2 erfolgenden Variation von ω_2 konstant bleiben:

$$\omega = \omega_{2r},\quad \left|1-\frac{\omega_2^{\,2}}{\omega_{2r}^{\,2}}\right| = \left|1-\frac{C_{2r}}{C_2}\right| \approx \frac{|C_2-C_{2r}|}{C_{2r}}$$

$$\frac{A^2}{a^2} = \frac{L_2 J_{2r}^{\,2}}{L_1 J_1^{\,2}}\cdot\frac{L_1 J_1^{\,2}}{L_2 J_2^{\,2}} = \frac{J_{2r}^{\,2}}{J_2^{\,2}}$$

Das ist nur möglich, wenn die „Rückwirkung" des 2. Kreises auf Frequenz und Amplitude des ersten verschwindet, m. a. W. bei äußerst loser Kopplung.

Umgekehrt folgt hieraus, daß die Anwendung der Formel (1) bei nicht äußerst loser Kopplung, selbst wenn man unterhalb der kritischen Kopplung eine einwandfreie „gewöhnliche" Resonanzkurve $J_2 = f(C_2)$ aufgenommen hat, kein richtiges Ergebnis liefern kann.

4. Um nun die Vorteile der „normalen" Resonanzkurve $a = f(x)$ auszunützen, ist eine volle Anwendung der Formel (3) erforderlich. Hier habe ich, unabhängig von Möller, folgendes Verfahren gefunden:

Hält man in Formel (3) statt ω ω_2 konstant, also verändert man

1) Hier zeigt sich übrigens eine neue Bedeutung von A: es ist gleich dem Höchstwert von $a = f(x)$ $\left(\text{vgl. S. 415: } A = \frac{k}{k_k}\right)$; $\frac{a^2}{A^2}$ entspricht der in Formel (1) vorkommenden „relativen Höhe der Resonanzkurve" $\frac{J_2^{\,2}}{J_{2r}^{\,2}}$.

nicht den 2. Kreis, sondern die einfallende Frequenz ω, dann entspricht $1-\frac{\omega_2^2}{\omega^2}$ an einem Wellenmesser den Ablesungen

$$1-\frac{C_m}{C_{mr}}=\frac{C_{mr}-C_m}{C_{mr}}$$

In der Formel

$$D=\pi\frac{|C_m-C_{mr}|}{C_{mr}}\sqrt{\frac{1}{\frac{A^2}{a^2}-1}} \tag{3'}$$

kommen nur leicht meßbare Größen vor; sie gestattet bei allen losen Kopplungen bis zur kritischen einschließlich ein Dekrement in erster Näherung zu messen. Daß folgende Formel

$$D=\pi\frac{C_{m1}-C_{m2}}{C_{mr}}\sqrt{\frac{1}{\frac{A^2}{a^2}-1}}$$

die die „ganze Breite der Resonanzkurve" in Rechnung setzt, ein um eine Größenordnung genaueres Ergebnis liefert, und daß das Verfahren noch weiter verbessert werden kann, wird an anderer Stelle gezeigt werden.

5. Die Möllersche Untersuchung befaßt sich nicht mit der zwischen den Strömen im 1. und 2. Kreis auftretenden Phasenverschiebung φ. Für diese lassen sich bemerkenswert einfache Beziehungen angeben. Aus der Gleichung (auf S. 416)

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}=\frac{R_2+2j\,\delta\,\omega_2 L_2}{j\,\omega\,L_{12}}$$

folgt, wenn

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}=\frac{J_1}{J_2}e^{-j\varphi}$$

gesetzt wird:

$$\cos\varphi=\frac{2\delta\,\omega_2}{\omega}\,\frac{L_2}{L_{12}}\,\frac{J_2}{J_1}\qquad \sin\varphi=\frac{R_2}{\omega\,L_{12}}\,\frac{J_2}{J_1}$$

$$\operatorname{ctg}\varphi=\frac{2\delta\,\omega_2 L_2}{R_2}$$

Mit Hilfe der Möllerschen Abkürzungen

$$\frac{R_2}{2L_2}=d_2\,,\quad \frac{L_{12}^2}{L_1L_2}=k\,,\quad \frac{k\,\omega}{2d_2}=A\,,\quad \frac{\delta\,\omega_2}{d_2}=x\,,$$

und des hier eingeführten reduzierten Amplitudenverhältnisses

$$\frac{J_2^{\,2}}{J_1^{\,2}} \cdot \frac{L_2}{L_1} = a^2$$

läßt sich schreiben:

$$\cos \varphi = x \frac{a}{A}, \quad \sin \varphi = \frac{a}{A}, \quad \operatorname{ctg} \varphi = x.$$

Am anschaulichsten ist wohl die Darstellung: das Quadrat des Sinus des Phasenwinkels ist gleich der relativen Höhe der Resonanz kurve.

Briefe an die Schriftleitung.

(Der Abdruck zur Veröffentlichung eingesandter Briefe erfolgt ohne Verbindlichkeit der Schriftleitung.)

Bemerkung zu der Arbeit von K. Mühlbrett: „Über den Gitterstrom von Verstärkerröhren." (Jahrbuch Bd. 17, Heft 4, S. 288.)

Die Arbeit ähnelt so sehr einem Teil der von mir 1917 verfaßten „Dienstschrift", der demnächst im Jahrbuch erscheinen soll, daß ich, um nicht selbst für einen Plagiator gehalten zu werden, den Sachverhalt kurz festlegen muß.

Nachdem sich die Marine durch meine Arbeiten von dem Wert einer systematischen Untersuchung der Röhrenfragen überzeugt hatte, wurde im Januar 1917 Herr Mühlbrett und etwas später Herr Kurz zur Unterstützung meiner Arbeiten angestellt. Ich übergab Herrn Mühlbrett die Untersuchung der Verstärkertransformatoren. Vgl. sein Referat im Jahrbuch Bd. 17, S. 220. Die Bearbeitung des Gitterstromes übergab ich Herrn Kurz. Herr Mühlbrett hat daran nicht mitgearbeitet. Ich habe ihn nur veranlaßt, den dämpfungsvermindernden Einfluß des „negativen Widerstandes" auf die von ihm untersuchten Verstärkertransformatoren experimentell festzustellen. — Die Idee, den komplizierten Verlauf des Gitterstromes bei schlechtem Vakuum durch Überlagerung des Ionenstromes über den normalen Elektronenstrom zu erklären, stammt nicht, wie Herr Mühlbrett angibt, von Dr. Kurz, sondern von mir. Herr Kurz hat freilich durch sehr sorgfältige Messungen die völlige experimentelle Bestätigung dieser Idee gegeben. Im übrigen verweise ich auf den demnächst hier erscheinenden Teil der „Dienstschrift" selbst, der Herrn Mühlbrett natürlich seit 1917 bekannt war.

Dresden, den 21. Mai 1921.

Barkhausen.

Den Vorwurf des Plagiats kann ich mit gutem Gewissen zurückweisen, da es auch Herrn Barkhausen nicht immer gelungen ist, die Urheberschaft z. B. an Patenten genau abzugrenzen. Da Herr Barkhausen zugibt, daß ich an der Untersuchung des Gitterstroms mitgearbeitet habe, so wird er mir die Berechtigung, darüber zu schreiben, nicht abstreiten können, besonders da ich lange genug auf eine Veröffentlichung von anderer Stelle gewartet habe. Daß der Gedanke der Teilung des Gitterstroms von ihm stammt, sei gern anerkannt.

Hamburg-Fuhlsbüttel, den 4. Juni 1921.

Mühlbrett.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Senderanordnungen für drahtlose Telephonie.

Die britische Patentschrift 103 842 und die teilweise den gleichen Gegenstand betreffende schweizerische Patentschrift 86 117 der British Thomson-Houston-Company Limited in London bzw. der General Electric Company in Schenectady (New York, V. St. A.) betreffen Senderanordnungen für drahtlose Telephonie, bei denen zum Modulieren der von einer Hochfrequenzmaschine erzeugten Hochfrequenzschwingungen mittels eines Morsetasters oder durch ein Mikrophon (für die Zwecke der drahtlosen Telephonie) die unter der Bezeichnung „magnetischer Verstärker" bekannten Drosselspulen mit Eisenkern und Gleichstrommagnetisierung verwendet werden. Fig. 1 und 2 zeigen verbesserte Ausführungsformen dieser „magnetischen Verstärker"; in Fig. 1 sind vier Wicklungen 6, 7, 8 und 9 für die zu modulierenden Hochfrequenzströme vorgesehen, die hintereinander geschaltet sind und in jedem Kernpaar ein in sich geschlossenes Hochfrequenzmagnetfeld erzeugen. Die Gleichstromwicklungen 10, 11, 12 und 13, die von den Mikrophonströmen (bzw. dem durch einen Morsetaster gesteuerten Gleichstrom durchflossen werden) sind ebenfalls in Reihe geschaltet und erzeugen ein Magnetfeld, welches überall die gleiche Richtung hat. In den Zweigen des Eisenpfades sind dann jeweils die Hochfrequenzfelder und das Gleichstrommagnetfeld paarweise gleich- und entgegengesetzt gerichtet, so daß also die Gleichstrommagnetisierung das Hochfrequenz-

feld in dem einen Zweig verstärkt und im anderen Zweig schwächt und so infolge der Veränderung der Permeabilität den Hochfrequenzflux

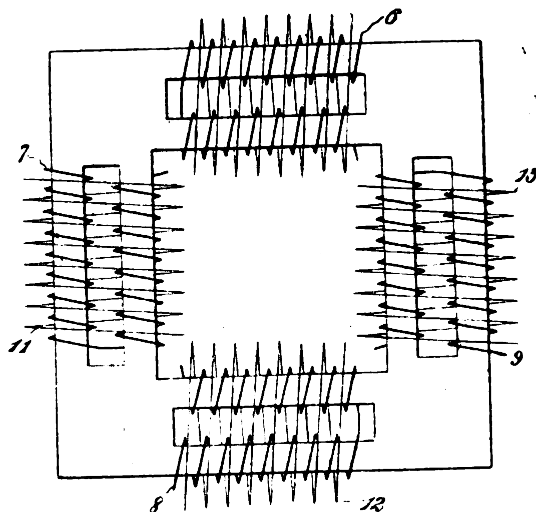


Fig. 1.

beeinflußt, während die von den Hochfrequenzfeldern in der Gleichstromwicklung induzierten elektromotorischen Kräfte sich gegenseitig

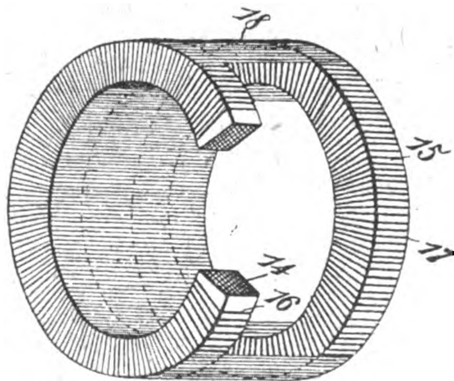


Fig. 2.

aufheben. Bei dieser Anordnung ist das Volumen des nur vom Gleichstromfeld und nicht vom Hochfrequenzfeld durchflossenen Eisens klein,

so daß also die Wirkung entsprechend gesteigert ist. Fig. 2 zeigt eine andere Ausführung, bei der die Hochfrequenzwicklungen 16 und 17 so angeordnet sind, daß ihre Felder in den beiden Eisenringen 14, 15 jeweils von entgegengesetzter Richtung sind; eine Gleichstromwicklung 18, von der ein Teil samt dem zugehörigen Teil des Eisenkernes zwecks klarerer Darstellung weggelassen ist, umgibt die beiden Ringe und ihre Hochfrequenzwicklungen auf dem ganzen Umfange gleichmäßig.

Fig. 3 zeigt eine Gesamtschaltung für drahtlose Telegraphie, wobei die Hochfrequenzwicklungen 33 des magnetischen Verstärkers in

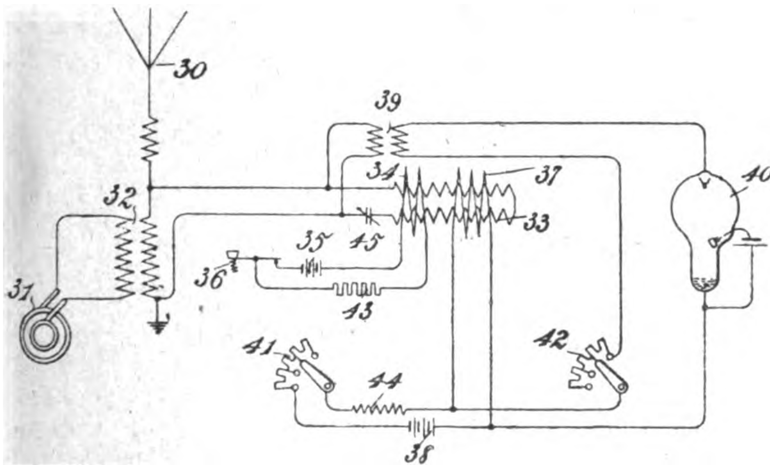


Fig. 3.

Reihe geschaltet sind. Die Antenne 30 wird hierbei von den Hochfrequenzströmen der Hochfrequenzmaschine 31 über einen Transformator 32 gespeist, parallel zur Sekundärspule dieses Transformators liegen dann die in Reihe geschalteten Hochfrequenzspulen 33 des Verstärkers. Die Gleichstrom-Steuerwicklung 34 wird von der Batterie 35 über den Morsetaster 36 und den Vorschaltwiderstand 43 gespeist. Eine zweite Steuerwicklung 37 wird von der Batterie 38 gespeist und liefert ein Gleichstromfeld von derselben Richtung, wie das der Wicklung 34. Diese zweite Steuerwicklung 37 wird außerdem noch von Strömen durchflossen, die durch Gleichrichten des aus dem Transformator 39 abgeleiteten Hochfrequenzstromes durch den Gleichrichter 40 erhalten werden. Diese beiden Gleichströme können mit Hilfe der Vorschaltwiderstände 41 und 42 gegeneinander abgeglichen

werden. Wenn die Spannung der Hochfrequenzstromquelle 31 ihr Maximum besitzt, dann soll der gleichgerichtete Strom gleich stark und entgegengesetzt gerichtet sein dem von der Batterie 38 abgeleiteten Strom, so daß der entstehende Gesamtstrom in der Wicklung Null wird. Wenn andererseits die Spannung der Hochfrequenzquelle ihren Minimalwert hat, ist der gleichgerichtete Strom ebenfalls am kleinsten und es wird dann der ganze Strom der Batterie 38 wirksam zur Verstärkung der Sättigung des Eisenkernes. Durch Öffnen des Tasters

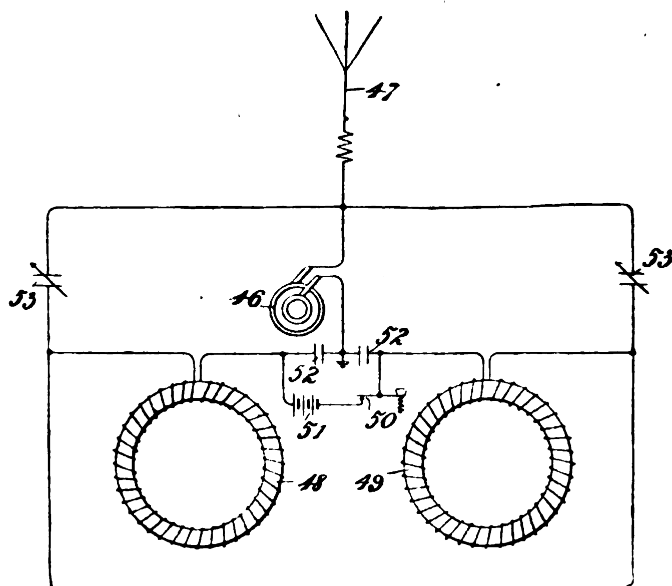


Fig. 4.

36 wächst die Impedanz der Wicklung 33 und der Stromfluß in ihr nimmt ab. Die Hochfrequenzspannung wächst also und demgemäß auch der gleichgerichtete Strom. Der aus der Batterie 38 durch die Steuerwicklung 37 fließende Strom wird dann ebenfalls kleiner und dadurch wird eine weitere Steigerung der Impedanz der Wicklung 33 und der Hochfrequenzspannung bedingt. Durch geeignete Einstellung der Stromkreise kann dann die Anordnung praktisch selbsterregend gemacht werden, so daß sehr schwache Telegraphenströme imstande sind, einen vollständigen Wechsel von der kleinsten zur größten Spannung zu bewirken. Durch Einschalten eines Abstimmkondensators 45

kann die Wirkung noch verbessert werden. In gewissen Fällen kann es wünschenswert sein, die gleiche Wicklung sowohl für die Hochfrequenzströme als auch für den Steuergleichstrom zu verwenden. Fig. 4 zeigt eine solche Anordnung. Der Hochfrequenzgenerator 46 liegt in Reihe mit der Antenne 47 und die beiden Hochfrequenzwicklungen 48, 49 liegen im Nebenschluß dazu. Wenn der Morsetaster 50 geschlossen ist, sendet die Batterie 51 Strom durch die beiden Wicklungen in Hintereinanderschaltung. Bei dieser Anordnung sind offenbar die Amperewindungen der Hochfrequenzwicklungen so

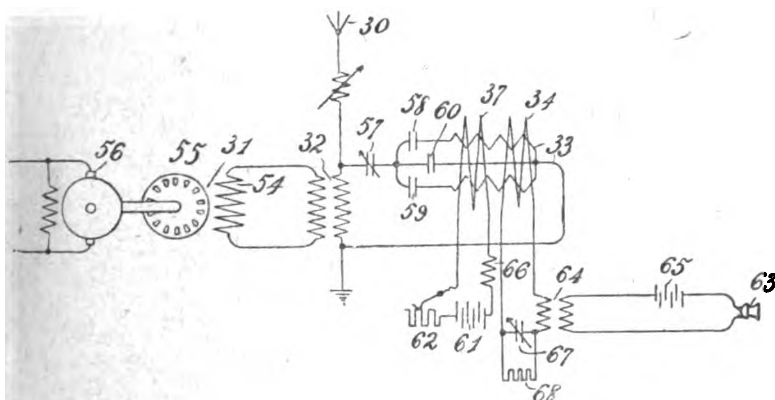


Fig. 5.

fest wie überhaupt möglich mit den Amperewindungen der Steuerwicklung verkettet. Bei geschlossener Taste 50 können auch keinerlei Hochfrequenzströme durch die Batterie 51 hindurchfließen. Die Kondensatoren 52 im Hochfrequenzstromkreis sollen ein Kurzschließen der Batterie 51 verhindern und die Kondensatoren 53 sollen die Wirkung steigern. Fig. 5 zeigt eine Anordnung, bei der die Hochfrequenzwicklungen des magnetischen Verstärkers parallel geschaltet sind. Der Hochfrequenzerzeuger 31 speist die Antenne 30 wieder über eine induktive Kopplung 32. 56 ist ein Antriebsmotor für den Rotor 55 des Hochfrequenzstromerzeugers. Die Hochfrequenzspulen 33 des Verstärkers sind parallel geschaltet, vor jede Spule ist ein Kondensator 58 und 59 geschaltet, parallel zu diesen Zweigen liegt der Kondensator 60 und vor dieser Stromverzweigung ist ein Kondensator 57 geschaltet. Die Steuerwicklung 37 wird von der Stromquelle 61 über einen Vorschaltwiderstand 62 gespeist, die Steuerwicklung 34 von den Sprech-

strömen des Mikrophons 63 über den Transformator 64. Durch einen Kondensator 67, dessen Wirkung durch einen Parallelwiderstand 68 geregelt werden kann, kann der Stromkreis auf Resonanz für die am häufigsten vorkommenden Sprechfrequenzen abgestimmt werden. Bei der Anordnung nach Fig. 6 wird durch eine besondere Wicklung 68 auf dem Hochfrequenzgenerator ein Strom nach einem zweiten magnetischen Verstärker 69 geschickt. Die Ströme in diesem Kreise werden in derselben Weise gesteuert wie bei der Anordnung nach Fig. 5. Es wird auf diese Weise in der Sekundärwicklung des Transformators 70

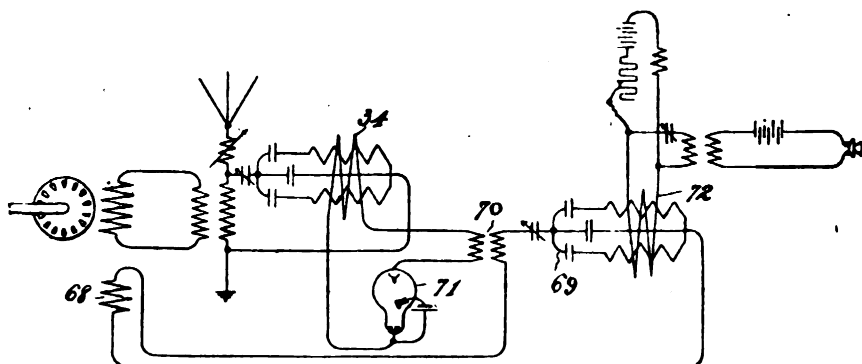


Fig. 6.

ein modulierter Hochfrequenzstrom erzeugt, der durch den Gleichrichter 71 gleichgerichtet und als pulsierender Gleichstrom der Steuerwicklung 34 des ersten Verstärkers zugeführt wird.

In der britischen Patentschrift 140 807 der Western Electric Company Ltd. in London bzw. Raymond Alphonus Heising in East Orange, New Jersey, V. St. A., wird eine Anordnung zum Erzeugen von durch Sprachschwingungen modulierter Hochfrequenzschwingungen beschrieben, die in erster Linie für die Hochfrequenz-Leitungstelephonie bestimmt ist, aber naturgemäß auch für die Telephonie ohne Draht verwendet werden kann. Der Grundgedanke der Anordnung besteht darin, daß die Entladungsstrecke einer Elektronenentladungsröhre zwischen eine Quelle von Hochfrequenzströmen und die Linienleitung oder die Antenne geschaltet wird, so daß die Hochfrequenzströme im Rhythmus der dem Gitter der Entladungsröhre zugeführten Sprachschwingungen moduliert werden. Fig. 7 zeigt eine solche Anordnung mit zwei Gitterröhren 1 und 2. Die Entladungsstrecken Kathode —

Anode (3—4, 3′—4′) dieser beiden Röhren liegen in Reihe mit der Stromquelle 5, und mit der Primärwicklung 7 des Transformators 9, dessen Sekundärwicklung 8 in der Fernleitung oder in der Antenne liegt. Das Gitter 6 der Röhre 1 wird durch die Hochfrequenzstromquelle 10 gesteuert, und das Gitter 6′ der Röhre 2 durch die Sprachströme des Mikrophonkreises 11. Die Wirkungsweise dieser Anordnung ist ohne weiteres verständlich: Durch die mit der Hochfrequenzstromquelle 10 fremdgesteuerte Relaisröhre 1 werden im Stromkreis 3, 4, 7, 3′, 4′, 5 pulsierende Hochfrequenzströme erzeugt, deren Intensität durch das Mikrophon im Rhythmus der Sprache gesteuert wird.

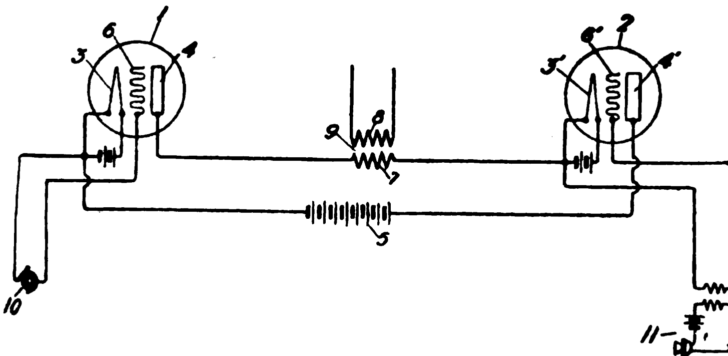


Fig. 7.

Die britische Patentschrift 13 248/14 der Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. und des Henry Joseph Round in London betrifft ebenfalls Senderanordnungen für drahtlose Telephonie, bei der Kathodenröhrengeneratoren verwendet werden. Das Wesentliche besteht hier in der Einschaltung eines Kondensators in den Gitterstromkreis an Stelle des sonst hier verwendeten Potentiometers. Durch die Verwendung eines Kondensators gemäß dieser Erfindung soll die Wirkungsweise der Anordnung beträchtlich verbessert und der Wirkungsgrad erheblich gesteigert werden können, und gleichzeitig soll erreicht werden, daß der zur Erhitzung der Kathode erforderliche Strom verringert, ja sogar bis auf Null reduziert werden kann, so daß, nachdem einmal die Anordnung zur Wirkung gekommen ist, der Glühstrom ganz ausgeschaltet werden kann. Um die Stabilität der Röhre zu erhöhen, soll parallel zum Kondensator ein hoher Widerstand in Reihe mit einer Batterie geschaltet werden. Zur Erklärung der Wirkungs-

weise dieses Kondensators geben die Erfinder folgendes an: Der Widerstand der Röhre ändert sich umgekehrt als Funktion des Stromes und ist unstabil; um also eine Stabilität zu erhalten, ist es notwendig, diesen Widerstand durch einen festen Widerstand auszugleichen. Der empfindliche Punkt wird erreicht, indem man einen bestimmten Betrag des Stromes hindurchleitet, wobei die Spannung von dem festen Wider-

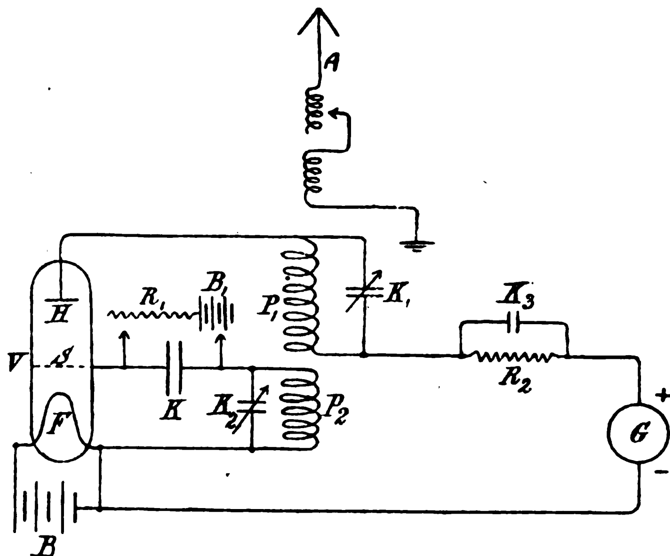


Fig. 8.

stand abhängt, und der Widerstand wird durch einen Kondensator überbrückt, damit die entstehenden Hochfrequenzschwingungen in dem Widerstand nicht verzehrt werden. Fig. 8 zeigt eine solche Anordnung. *V* ist die Röhre mit der Glühkathode *F* und Heizbatterie *B*, Gitter *S* und Anode *H*. *G* ist eine Hochspannungsquelle, P_1 P_2 Induktanzen, die miteinander gekoppelt sind (Rückkoppelung) und K_1 K_2 Kondensatoren in Parallelschaltung zu diesen Induktanzen. *K* ist der oben erwähnte Kondensator im Gitterstromkreis, der durch den Widerstand R_1 und die Batterie B_1 überbrückt ist. Mit Hilfe des durch einen Kondensator K_3 überbrückten Widerstandes R_2 im Anodenstromkreis kann verhindert werden, daß der Strom in der Röhre plötzlich stark wächst und so ein Abscheiden okkludierter Luft bewirkt. Die Stärke der erzeugten Hochfrequenzschwingungen wird verstärkt durch

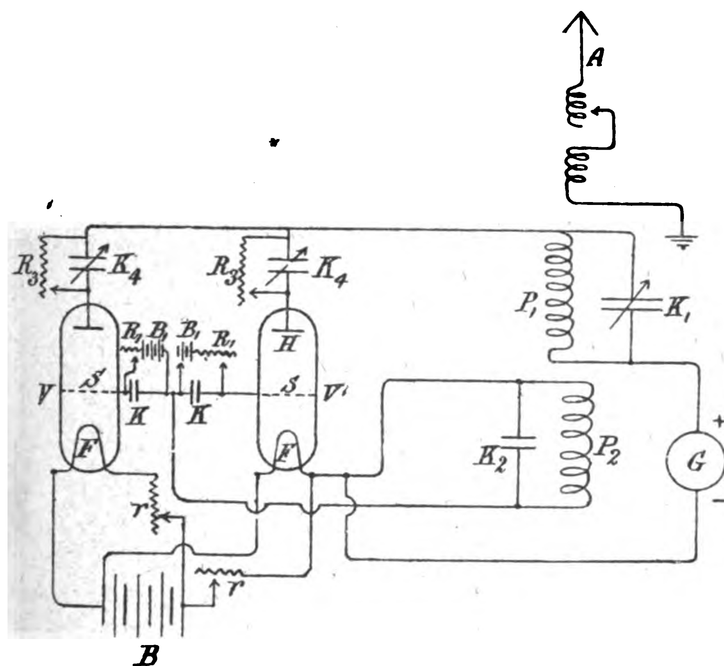


Fig. 9.

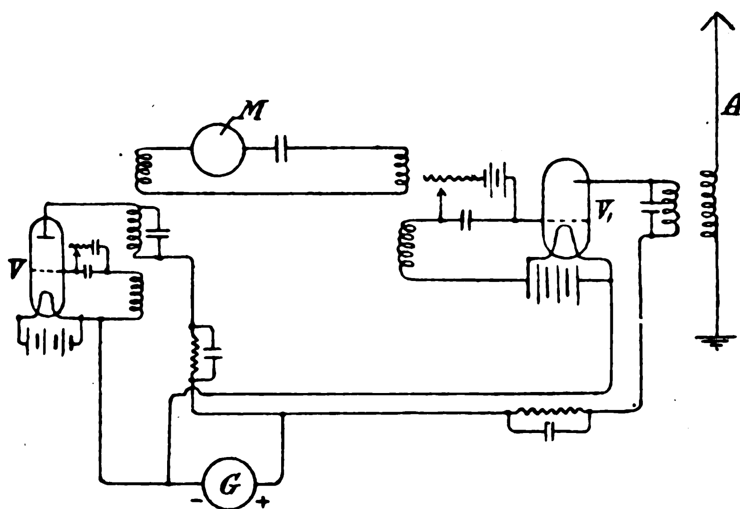


Fig. 10.

Verkleinern dieses Widerstandes R_2, bis ein Lichtbogen entsteht; um jedoch ein sicheres Arbeiten zu ermöglichen, wird dieser Widerstand zweckmäßig auf den doppelten Wert dieses kritischen Betrages eingestellt. Um die Hochfrequenzenergie zu erhöhen, können mehrere Röhren gemäß Fig. 9 parallel geschaltet werden, wobei jede ihren besonderen Gitterkondensator K und Anodensperrkreis $R_3\,K_4$ erhält. Wenn diese Anordnungen für die Zwecke der drahtlosen Telephonie gebraucht werden sollen, soll das Mikrophon, nicht wie sonst üblich

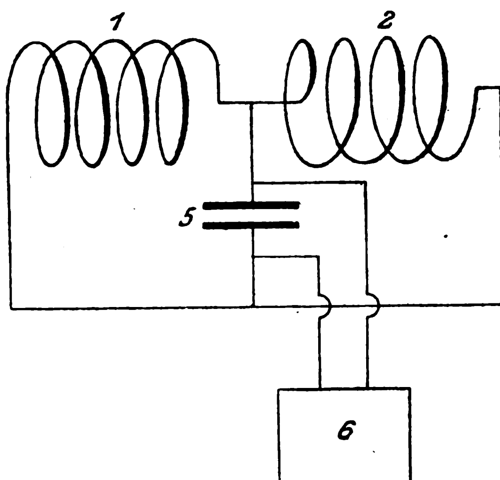


Fig. 11.

in die Antenne geschaltet werden, sondern es soll gemäß Fig. 10 das Mikrophon M in einen Zwischenschwingungskreis geschaltet werden, der auf der einen Seite induktiv mit der Röhre V, die die Schwingungen erzeugt, und auf der anderen Seite mit einer Röhre V_1 oder mehreren solchen in Parallelschaltung gekoppelt wird, die zur Verstärkung der Schwingungen dienen (Relais- oder Verstärkerröhren). Das Mikrophon kann auch bei den Anordnungen mit einer Röhre (gemäß Fig. 8 und 9) in den Gitter- oder in den Anodenkreis eingeschaltet werden.

Richtungs-Empfangsanordnungen.

Die britische Patentschrift 157 404 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin betrifft eine Richtungs-Empfangsanordnung, mit Hilfe deren es ermöglicht werden soll, eine scharfe Ein-

stellung der Minimum-Empfangslage zu erhalten. Es wird dabei eine Antennenanordnung verwendet, die aus zwei entgegengesetzt gewickelten Rahmenantennen 1, 2 besteht, die in der in Fig. 11 angegebenen Weise mit dem Abstimmkondensator 5 und dem Empfangsapparat verbunden sind. Diese Rahmenantennen sind auf dem gleichen Rahmenkörper aufgewickelt und gemeinsam drehbar angeordnet. Wenn sie in die Stellung der kleinsten Empfangswirkung gedreht werden, so hebt sich die Wirkung der elektrischen Komponente der eintreffenden Wellen auf die Rahmenspulenhälften auf, so daß eine sehr scharfe Einstellung der Nullstellung möglich ist. Offenbar könnte dieselbe Wirkung auch erzielt werden, wenn eine mit zwei (hin und zurück gehenden) Lagen gleicher Wicklungsrichtung dicht übereinander gewickelte Rahmenspule verwendet würde, deren nebeneinanderliegende Anfangs- und Enddrähte dann mit dem Kondensator 5 verbunden würden.

Literaturverzeichnis.

Allen, C. L., Wireless Age 7, S. 32, März 1920. A Simple Ready made Aerial.

Graf Arco, Telefunken-Ztg. 4, 22, S. 5, 1921. Über die Qualitäten ungedämpfter Sender.

Barlow, H. Monteagle, Wireless World 8, 14, S. 483; 15, S. 520; 16, S. 557, 1920. Thermionic Magnifiers.

Behrend, Elektrot. Ztschr. 42, 13, S. 311, 1921. Zur Erdungsfrage.

Béthenod, J., Rad. Él. 1, S. 285, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 4, S. 216, 1921. On the Influence of Antenna Height on the Range of Wireless Stations.

Bidault des Chaumes, A., Genie Civil 78, S. 73, 1921. The Proposed Radio Station at Sainte-Assise, near Melun.

Blatterman, A. S., Journ. Frankl. Inst. 190, S. 421, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23B, S. 546, 1920. Techn. Rev. 7, S. 428, 1920. Theory and Practical Attainments in the Design and Use of Radio Direction Finding Apparatus using Closed Coil Antennas.

— Rad. News 2, S. 140, 166, 1920. Radio Frequency Amplification.

— Rad. Rev. 2, 4, S. 187, 1921. The Effect of Modulation Waveshape upon Received Signals.

Boucheron, P. H., Rad. News 2, S. 18, 1920. Concerning Aerials.

Broekman, F. C., Wireless Age 7, S. 30, Sept. 1920. The Construction of a Portable Antenna.

Brun, J., Rad. Él. 1, 9, S. 432; 10, S. 477, 1921. L'adaptation des appareils télégraphiques rapides à la radiotélégraphie.

Campbell Swinton, A. A., Engineer 130, S. 592, 1920. Wireless Telegraphy and Telephony.

Child, M., Wireless World 8, 16, S. 543; 17, S. 576, 1920. Some Personal Experiences in Connection with the Construction and Action of a Six-Valve High-Frequency Resistance Amplifier.
Claus, G. M., Rad. Nieuws **3**, S. 283, 1920. Soesterberg Wireless Station.
Clement, F. M., Rad. News **2**, S. 10, 76, 1920. Design of a Radio Receiving Set.
Clemont, L. M., Ever. Eng. Mag. **9**, S. 66, 1920. The Problems of Vacuum Tube Circuits: Detection with a Grid Condenser.
Colpitts, E. H. and **O. B. Blackwell,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, 4, S. 301; 5, S. 410, 1921. Carrier Current Telephony and Telegraphy.
Cordes, H. G., Phys. Rev. **16**, S. 179, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 656, 1920. Rad. Rev. **2**, 4, S. 215, 1921. The Theory of Linear-sinoidal Oscillations.
Corver, J., Rad. Nieuws **3**, S. 262, 1920. Short Wave High Frequency Amplification.
— ebenda S. 319. Nauen.
Coursey, P. R., Wireless World 8, 11, S. 375, 1920. The Earth, Aether and Wireless.
— ebenda 12, S. 409; 13, S. 441. Indoor Aerials.
— ebenda 14, S. 473; 15, S. 505; 16, S. 539. Multi-Layer Windings for Radio Receiving.
— ebenda 17, S. 571. Natural Wireless Aerials.
— ebenda 18, S. 603. The Submarine's Wireless.
— ebenda 19, S. 635. Lattice Wound Coils.
Dillenback, L. D., Wireless Age 7, S. 28, April 1920. A 100 Foot Radio Mast.
Dimond, S. D. and **J. A. Hall,** Ever. Eng. Mag. **9**, S. 442, 1920. Equipment for the Radio Station.
Dosne, P., Nature, La, **48**, (2), S. 302, 1920. A Table Antenna.
Duroquier, F., ebenda (Suppl.), S. 83, 91. A Resistance Amplifier.
— ebenda S. 115. The Construction of a Low Frequency Transformer Coupled Amplifier.
El. Rev 87, S. 146, 1920. Wireless Telephony.
— ebenda S. 627. Wireless Telephony.
El. Umsch. 9, 6, S. 99, 1921. Drahtlose Telephonie auf große Entfernungen.
— ebenda S. 100. Radiotelegraphische Station in Rom.
Elektrot. Ztschr. 42, 11, S. 263, 1921. Radiostation Deutsch-Altenburg. — Regelbare Hochfrequenzinduktanz. — Vermessung der Welt mittels Funktelegraphie.
Ever. Eng. Mag. 8, S. 417, 1920. Radio Buzzer Instruments.
— ebenda **9**, S. 63. A Long Wave Receiver.
— ebenda S. 250. Time Signal Receiver Manufactured by the International Radio Company.
— ebenda S. 254. Duolateral Type Inductance.
— ebenda S. 352. A Portable Receiver.
— ebenda S. 542. Precision Radio Measurements.
— ebenda S. 546. Variometer or Coupling Coils.
— ebenda S. 549. Detector and Amplifier Units.
— ebenda S. 650. The Uni-control Receiver.

Fisher, H. W. and **R. W. Atkinson,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40,** 3, S. 183, 1921. The Effect of Heat on Paper Insulation.
Graafland, J. C. N., Rad. Nieuws **3,** S. 251, 1920. The Lyons Wireless Station.
Gradenwitz, A., Rad. News **2,** S. 70, 100, 1920. Braun Loop Antenna.
Griffiths, William H. F., Wireless World **8,** 25, S. 833, 1921. Resistance Coupled Thermionic Amplifiers.
Godley, P. F., Wireless Age **7,** S. 11, Febr. 1920. Ref. El. World **75,** S. 1015, 1920. High Amplification of Short Wavelengths.
Goldsmith, A. N., ebenda S. 20, Juni 1920. Controlling the Amplitude of Radio Frequency Continuous Oscillations.
Goldstein, J., Bull. Ass. Suisse Él. **12,** 4, S. 100, 1921. Zur Bestimmung der Eigenkapazität von Transformatoren.
Gouzon, M., Nature, La, **48,** (2), Suppl. S. 117, 1920. A Method of Prolonging the Life of Dry Cells used for High Tension Batteries.
Guierre, Maurice, Rad. Él. **1,** 10, S. 487, 1921. La mission radiotélégraphique de l'Aldébaran.
Harrold, H. C., Radiograph **2,** S. 72, 95, 121, 1920. Thermionic Valves and their Application to Wireless Telegraphy.
Houck, H. W., Rad. Am. News **1,** S. 403, 469, 1920. Ref. Rad. Él. 1, S. 70, 1920. The Armstrong Super-autodyne Amplifiers.
Humphries, R. A., Wireless World **8,** 15, S. 524, 1920. Wireless Transmission Phenomena.
Inder, W. W., Radiograph **2,** S. 10, 1920. Balanced Crystal Working.
Komatsu, J., Pacific Radio News **1,** S. 259, 1920. The Choshi Radio Station.
Linke, Felix, Ztschr. d. Ver. D. Ing. **65,** 18, S. 467, 1921. Die Hochfrequenzmaschine von Alexanderson und die Großstation New Brunswick.
Marage, M., C. R. **172,** S. 178, 1921. The Threshold of Audition.
Meyer, Ulfilas, Telegr. u. Fernspr. Techn. **10,** 3, S. 22, 1921. Über die Frequenz der Fernsprechströme.
Moore, S. E., Rad. Am. News **1,** S. 484, 1920. The Tree Antenna.
Mulcahy, F. H., Wireless Age **7,** S. 30, April 1920. An Easily Constructed Mast.
Murray, A. F., ebenda S. 25, 41. A Loop Transmitter for Local Work.
van der Nat, B. C., Rad. Nieuws **3,** S. 272, 1920. Wireless Telephone Apparatus.
Perrin, F., Rad. Él. **1,** 10, S. 503, 1921. A propos des postes de télégraphie sans fil à éclateur tournant synchrone.
Rad. Am. News 1, S. 465, 1920. Forecasting Weather from Static.
Rad. Él. 1, 10, S. 493, 1921. Le grand poste radiotélégraphique organisé par l'Allemagne avant la guerre à Kamina (Togo).
— ebenda S. 507. La radiotélégraphie au service de la Marine américaine.
Rad. News 2, S. 71, 1920. A New Static Eliminator.
Rad. Rev. 2, 4, S. 197, 1921. A New Design of Aerial Insulator.
— ebenda S. 199. Arc versus Alternator for High Power Work.
— ebenda S. 201. The Physical Society's Exhibition.
Read, F. O., Wireless World **8,** 14, S. 477, 1920. A Short Wave Receiver.
Reeves, A. Harley, ebenda 11, S. 385. Wireless Control.

Rice, A. H., Wireless Age 7, S. 31, Sept. 1920. The Construction of a Portable Antenna.

Rivers-Moore, H. R., Rad. Rev. 2, 4, S. 172, 1921. Some Recent Designs for Ship Radio Installations.

Rohmann, H., Phys. Ztschr. 21, 16, S. 417, 1920. Elektrische Kontakte.

— ebenda 23/24, S. 699. Elektrische Kontakte. II. Kontaktelektrizität, Gleichrichterwirkung.

van Romunde, Rad. Nieuws 3, S. 363, 1920. Eigthy Kilometre Radiotelephone Set of the S. F. R.

Sauzin, M., C. R. 171, S. 164, 1920. Ref. Rev. Scient. 58, S. 473, 1920. On the Propagation of Undamped Electric Oscillations in Water and on the Dielectric Constant of Water.

Schmidt, Karl, Elektrot. Ztschr. 42, 11, S. 245; 12, S. 280, 1921. Die Maschinen für drahtlose Telegraphie.

Schrottke, F., Siemens-Ztschr. 1, 4, S. 111; 5, S. 145, 1921. Überspannungen und Überspannungsschutz.

Scripture, E. W., Nature 106, S. 632, 1921. Nature of Vowel Sounds.

Secor, H. W., Rad. News 2, S. 211, 1920. Loud Talking Reproducer for Radio and Telephone Signals.

Shaughnessy, E. H., El. Rev. 87, S. 68, 1920. Post Off. El. Eng. Journ. 13, S. 263, 1921. Ref. Électricité 2, S. 5, 1920. Nature 105, S. 690, 1920. Techn. Rev. 7, S. 182, 1920. Sc. Abstr. 23B, S. 493, 1920. Elektrot. Ztschr. 41. S. 962, 1920. Rad. Rev. 2, 4, S. 211, 1921. A New Wireless Call Arrangement.

Sleeper, M. B., Ever. Eng. Mag. 8, S. 408, 1920. Construction of a Portable Receiver.

— ebenda S. 414. A Radio Frequency Amplifier without Transformers.

— ebenda 9, S. 58, 1920. Some Ideals for a Crystal Receiver.

— ebenda S. 344. A Two Step Audio Frequency Amplifier.

— ebenda S. 440. The Design and Use of Loop Antennas.

— ebenda S. 538. A Short Wave Regenerative Receiver.

— ebenda 10, S. 56, 1920. Radio and Audio Frequency Amplifier.

Smith-Rose, R. L., Journ. télégr. 45, 3, S. 41, 1921. L'évolution de la valve thermionique.

Snell, C. E., El. Rev. 87, S. 421, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 4, S. 214, 1921. The Function of the Earth in the Transmission of Electricity.

Stark, K. H., Ever. Eng. Mag. 9, S. 446, 1920. A New Development in Tuning Inductances.

Telefunken-Ztg. 4, 22, S. 31, 1921. Funk-Presse-Dienst.

Telegr. and Teleph. Age 38, S. 650, 1920. Condenser Antennae. — Submarine Radio.

Telegr. und Fernspr. Techn. 10, 3, S. 27, 1921. (Ref. über C. V. Drysdale, Electrician 84, S. 80, 1920.) Eine Universalmeßbrücke für Induktivität und Kapazität.

— ebenda S. 28. (Ref. über Electrician 85, S. 42, 1920.) Englisches Reichsfunknetz.

— ebenda S. 29. (Nach Wireless World.) Arbeitsplan von Lyon. — (Ref. über Frank B. Swann, Wireless World 1920, S. 76.) Eine drahtlose Telephonie-Großstation.

— ebenda S. 30. (Nach Wireless World 1920, S. 350.) Absolute Richtungsbestimmung mittels einer Rahmenantenne.
— ebenda S. 32. (Ref. über P. Collet, C R. 170, S. 1378, 1489, 1920. Rev. Gén. de l'Él. 8, S. 74, 1920.) Zur Wirkungsweise des Bleiglanzdetektors.
Thurn, H., Telefunken-Ztg. 4, 22, S. 37, 1921. Funktelegraphie und Zeitsignaldienst.
Tock, W., Rad. Am. News 1, S. 466, 1920. The Vacuum Tube in France.
Vallauri, G., Rad. Rev. 2, 4, S. 179, 1921. Measurements of Radiation of Radiotelegraphic Aerials.
Verch, H., Telefunken-Ztg. 4, 22, S. 17, 1921. Schnelltelegraphie auf Großstationen.
Vogt, G., Rad. Nieuws 3, S. 291, 1920. The Reception of Wireless Signals in the East Indies.
de Voogd, N., ebenda S. 338. High-frequency Amplifier.
de Voogt, A. H., ebenda S. 239. Marconi's High-frequency Amplifier.
Wagner, K. W., Elektrot. Ztschr. 42, 11, S. 313, 1921. Die zur drahtlosen Überbrückung großer Entfernungen nötige Leistung.
Williamson, J., Wireless World 8, 11, S. 389, 1920. Physical Features and Wireless Transmission.
Wireless World 8, 11, S. 378, 1920. A New Portable Telephone Set.
— ebenda 12, S. 414. Wireless Telephony on the „Victorian".
— ebenda S. 420. Linking the Wireless Telephone to the Land Line Telephone Service.
— ebenda 13, S. 444. A Single Valve Transocean Wireless Set.
— ebenda S. 449. Wireless Telegraphs on Ships.
— ebenda S. 456. Storm Warnings by Wireless.
— ebenda S. 460. Note Magnification with a H. F. Amplifier.
— ebenda 14, S. 479. The Annapolis Station.
— ebenda S. 486. A New Use for Valves.
— ebenda 15, S. 509. Recent Inventions in Wireless Telephony.
— ebenda 17, S. 581; 18, S. 609. The most efficient Methods of Reception of short Waves both Spark and C. W.
Yeates, A. J., ebenda 15, S. 519. A Useful High Tension Battery.

Bücherbesprechungen.

Arthur Haas, Einführung in die theoretische Physik. 1. Band. Leipzig 1919, Verlag von Veit & Comp.

Das Ziel, das der Verfasser bei der Abfassung der vorliegenden Einführung in die theoretische Physik im Auge hatte, nämlich in einem nicht zu umfangreichen Werke „von durchaus modernen Gesichtspunkten aus und unter Benutzung moderner Methoden einen Überblick über den gegenwärtigen Stand der gesamten Theoretischen Physik" zu geben, ist, soweit sich bei dem zur Zeit vorliegenden ersten Bande übersehen läßt, durchaus als erreicht anzusehen. Dieser erste Band umfaßt die Theorie der Bewegung, der Elektrizität und des Lichts in zehn Kapiteln. (Die Bewegung des freien materiellen Punktes. Die Bewegung von Systemen freier Massen-

punkte. Die allgemeinen Prinzipe der Dynamik Die Relativbewegung. Die Bewegung starrer Körper. Die Bewegung der Flüssigkeiten. Theorie der Elektrizität und des Magnetismus. Allgemeine Theorie der Schwingungen. Theorie des Lichts. Die Elektronentheorie. Anhang: Zusammenfassung des Inhalts des ersten Bandes.)

An mathematischen Kenntnissen wird nur die Differential- und Integralrechnung vorausgesetzt, während alle übrigen mathematischen Sätze an den Stellen, an denen sie gebraucht werden, abgeleitet werden. Das Werk bildet auf diese Weise zugleich eine Einführung in die Vektoranalysis, deren Ausdrucksweise sich der Verf. sehr zum Vorteile der Darstellung schon vom Ende des ersten Kapitels an durchweg bedient. Da auch einfachere Zwischenrechnungen, um dem Anfänger das Studium zu erleichtern, gegeben werden, so mußte die Auswahl des Stoffes so getroffen werden, daß nur solche Gegenstände behandelt werden, welche für den Aufbau des Gebäudes der theoretischen Physik unbedingt erforderlich sind. Hierbei konnte natürlich manches Wichtige nur kurz gestreift oder mußte gar ganz fortgelassen werden, wie z. B. die Pendelgesetze und besonders die Theorie der Wechselströme und der elektrischen Schwingungen. Da es sich aber nicht um ein Kompendium sondern um eine Einführung handelt, so ist eine solche Selbstbeschränkung wohl eher als ein Vorzug als ein Nachteil des Werkes anzusehen, zumal der Leser nach einer erfolgreichen Durcharbeitung dieses Buches imstande sein wird, auch die hier nicht behandelten Gebiete zu studieren. v. Steinwehr.

Dr. Karl Kähle, Luftelektrizität. Sammlung Göschen 649. Verlag der Vereinigung wissenschaftl. Verleger, Berlin 1921. Zweite Auflage. 134 Seiten mit 19 Figuren.
Preis M. 2.10 plus 100 % Teuerungsaufschlag.

Das bereits in zweiter Auflage erscheinende Bändchen bringt in knapper Form alles Wissenswerte. Der Stoff ist in die 6 folgenden Abschnitte geteilt: Das natürliche elektrische Feld der Erde, das elektrische Leitvermögen der Atmosphäre, die elektrischen Ströme in der Luft, die relativen Vorgänge in der Atmosphäre, elektrische Wirkungen des Sonnenlichts und endlich Ursprung der Luftelektrizität. Alle Kapitel der neuen Auflage berücksichtigen den neuesten Stand der Forschung. Für den Hochfrequenztechniker hat dieses Bändchen der Sammlung besonderes Interesse, da es in gedrängter Form all das bringt, was physikalisch für den Einfluß der Atmosphäre auf die Fortpflanzung der elektrischen Wellen von Einfluß ist. H. Faßbender.

C. W. Kollatz, Die Funktelegraphie in allgemein verständlicher Darstellung. Verlag von Georg Siemens, Berlin 1921. Dritte Auflage. 165 Seiten mit 46 Abbildungen.

Die erste Auflage wurde im Band XV, S. 172 besprochen. In der neuen Auflage sind gerade die dort bemängelten Fehler beseitigt. Das Buch behandelt nunmehr neben dem Röhrensender als Generator für ungedämpfte Wellen als ebenbürtige Konkurrenten die Maschine und den Lichtbogen. Bei den Empfangsanlagen ist die Rahmenantenne, soweit dies im Rahmen des Buches möglich, eingehender behandelt. Auch die drahtlose Telephonie kommt in der Darstellung zu ihrem Recht. Das Büchlein

stellt jedenfalls eine der besten populär-wissenschaftlichen Darstellungen der Hochfrequenztechnik dar. Der Titel Funktelegraphie erscheint gegenüber der abnehmenden Bedeutung des Funkens in der drahtlosen Telegraphie nicht sehr glücklich gewählt. H. Faßbender.

Dr.-Ing. **N. A. Halbertsama,** Der Lichtstrombegriff und seine Anwendungen. Verlag M. Krayn, Berlin 1921. 62 Seiten und 12 Abbildungen. Preis geb. M. 10.—

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreis erbeten.)

Nauen telephoniert über 4340 km. Nauen hat einen neuen großen Erfolg zu verzeichnen, der diese weltbekannte Telefunken-Station auch auf dem Gebiete der drahtlosen Telephonie an die Spitze sämtlicher Großstationen stellt und gleichzeitig auch die große Überlegenheit der drahtlosen über die Drahttelephonie erweist. Berlin – Rom, London-Paris sind bisher die weitesten Strecken auf denen die Drahttelephonie noch mit Erfolg benutzt werden kann. Das ist aber nur ein kleiner Bruchteil der Entfernung, die jetzt drohtlos überbrückt ist; denn diese 4340 km entsprechen ungefähr der Entfernung Nauen—Amerika (Neu-Fundland). Es darf daher erwartet werden, daß die Fortsetzung der Versuche den Beweis der Möglichkeit einer telephonischen Verbindung Berlin—New-York erbringt. Schon bei den vor kurzem mit der Hauptfunkstelle des Reichspostministeriums Königswusterhausen angestellten drahtlosen Telephonieversuchen war sowohl das gesprochene Wort als auch die Musikübertragung nicht nur in fast allen deutschen Städten, sondern auch in vielen des benachbarten Auslandes einwandfrei aufgenommen worden, trotzdem hier nur mit höchstens 10 kW Antennen-Energie gearbeitet worden ist. Die sich daran anschließenden Versuche von Nauen aus bedienten sich dagegen einer Telefunken-Hochfrequenzmaschine mit 130 kW in der Antenne. Die Empfangsstationen in Athen, Budapest, Bukarest, Haag, Helsingfors, Kopenhagen, Kristiania, Madrid, Prag, Stockholm und Zürich hörten diese Gespräche Wort für Wort mit vollkommener Deutlichkeit und zwar ohne Empfangsverstärker. Um nun aber festzustellen, auf welche Entfernungen die drahtlose Telephonie überhaupt noch aufnehmbar ist, hat der der argentinischen Regierung gehörende Dampfer „Babia Blanca" auf seinem Rückweg nach Amerika, soweit es die atmosphärischen Verhältnisse zuließen, regelmäßige Aufnahmen gemacht und hierbei festgestellt, daß die Telephonie mit dem 10 kW-Telefunken Röhrensender von Königswusterhausen noch auf eine Entfernung von 3500 km und die mit der 130 kW-Hochfrequenzmaschine in Nauen gegebene auf 4340 km gut aufnehmbar war. Ein Empfang auf noch größere Entfernungen ist nur aus dem Grunde nicht mehr möglich gewesen, weil der Dampfer inzwischen eine Stelle des Atlantischen Ozeans erreicht hatte, in der atmosphärische Störungen weitere Versuche unterbanden. Da nun aber Nauen bei diesen Telephonieversuchen noch lange nicht mit der vollen dort zur Verfügung stehenden Hochfre-

quenzenergie gesendet hat, steht wohl außer Frage, daß unter Ausnutzung der vollen Leistungsfähigkeit Nauens noch bedeutend größere Entfernungen auf drahtlos-telephonischem Wege überbrückt werden können.

Persönliches. Prof. Dr. A. Bestelmeyer trat von seinem Lehramt an der Universität Greifswald als Ordinarius für Physik zurück und siedelte nach Frankfurt am Main über, wo er als Vorstandsmitglied in die Hartmann & Braun A.-G. eintrat, sowie zum Honorarprofessor der Frankfurter Universität ernannt wurde.

Der aus Mantua in Oberitalien gebürtige Prof. Dr. L. Finzi ist als Nachfolger von Prof. Dr. Rasch zum Professor für konstruktive Elektrotechnik an der Techn. Hochschule zu Aachen ernannt worden.

Der ordentl. Professor für Physik an der Universität Rostock, Prof. Dr. Ad. Heydweiler, tritt am 1. Oktober vom Lehramt zurück.

Am 1. Juli d. J. feierte der Direktor der Siemens & Halske A.-G. Dr. Adolf Franke das 25jährige Jubiläum seiner Tätigkeit bei der genannten Firma. Dr. Franke begann seine Laufbahn im Telegraphen-Ingenieurbureau des Reichspostamt als wissenschaftlicher Hilfsarbeiter. Während seiner Tätigkeit bei der Siemens & Halske A.-G. hat er sich um die Entwicklung des Nachrichtenwesens besonders verdient gemacht. Seit 1903 ist er Mitglied des Aufsichtsrats der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie. Ebenfalls seit 1903 war Franke neben Raps Direktor des Wernerwerks, an dessen Spitze er nach dem im Jahr 1919 erfolgten Tode von Raps trat.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. August 1921. Heft 2.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Hochfrequenzverluste von Gläsern und einigen anderen Dielektricis.

(Auszug aus der Jenaer Dissertation.)

Von **Erich Schott** aus Jena.

Als während des Krieges die Vorräte an Glimmer zur Neige gingen, mußte nach anderen guten Dielektricis gesucht werden. Von M. Wien — damals Mitglied der technischen Abteilung für Funkergerät — wurde Glas hierfür vorgeschlagen. Mit seiner Unterstützung gelang es dem Jenaer Glaswerk, in kurzer Zeit ein geeignetes Glas — das sogenannte Minosglas — aufzufinden und daraus brauchbare Kondensatoren für drahtlose Stationen aller Art herzustellen. Bei diesen, unter dem Zwang des militärischen Bedürfnisses stehenden Arbeiten blieb keine Zeit für eine genau wissenschaftliche Untersuchung der auftauchenden Fragen. Diese konnte erst nach dem Kriege begonnen werden. Über die Ergebnisse — soweit sie allgemeineren Inhalts sind — sei hier berichtet.

Ziel.

Der Zweck dieser Arbeit war folgender:

1. Eine für Hochfrequenz geeignete Methode auszusuchen und so auszubauen, daß sie in bequemer Weise für verschiedene Materialien eine möglichst genaue Bestimmung des Verlustwinkels bis herunter zu Bruchteilen von Minuten gestattete.

2. Materialkonstanten für das Verhalten verschiedener wohldefinierter Körper, vor allem Gläser verschiedener Zusammensetzung, im Hochfrequenzfeld zu bestimmen, in ihrer Abhängigkeit von Frequenz und Temperatur.

3. Zu versuchen, ob sich allgemeine Gesetzmäßigkeiten mit anderen Materialkonstanten ergäben und nachzuprüfen, wie weit sich die gefundenen Werte in die v. Schweidler-Wagnersche Theorie einordnen ließen.

Außer dem rein wissenschaftlichen Interesse liegt hierfür auch ein beträchtliches praktisches Interesse von seiten der Hochfrequenztechnik vor wegen der Eignung von Dielektricis als Kondensator- und Isolations-Material, da der Gleichstromleitwert hierfür noch lange kein Maß darstellt.

Übersicht über das Gebiet.

Eine zusammenfassende Darstellung der dielektrischen Anomalien hat von Schweidler im Graetzschen Handbuch gegeben. Dort ist

auch die Literatur bis 1912 angegeben. Es muß hier genügen, bezüglich der älteren Literatur auf diese Zusammenstellung und auf die folgenden, später erschienenen Abhandlungen kurz zu verweisen.

K. W. Wagner[1]) untersuchte Gummi, Harze, Paraffine usw. bei Gleichstrom und mit einer Brückenmethode bei Wechselstrom bis zu Frequenzen von 5000 Perioden in der Sekunde. Jordan[2]) hat die Verlustgrößen eines Papierkondensators bei Gleichstrom und Wechselstrom bis hinauf zu Frequenzen von $n = 6 \times 10^5$ ($\lambda = 500$ m) gemessen und erhielt eine Zunahme des Verlustwinkels mit der Schwingungszahl. Tank[3]) machte an verschiedenen Materialien speziell Messungen zur Prüfung der von Schweidler-Wagnerschen Theorie. Cohn[4]) untersuchte verschiedene Gläser in ihrer Temperaturabhängigkeit bei 113 Per/sec mit der Brücke. Systematische Untersuchungen liegen in dem in der drahtlosen Telegraphie gebräuchlichen Frequenzbereich nicht vor.

Kurze Ableitung und Zusammenstellung der Formeln.

Bei einer reinen Kapazität eilt bekanntlich der Ladestrom der am Kondensator herrschenden Spannung um 90° voraus. Es sei:

$J = j\omega C V$ wo V der Spannungsvektor,
I der Stromvektor,
Q die Leistung,
C die Kapazität,
ω die Kreisfrequenz und $j = \sqrt{-1}$ ist.

Der Widerstandsoperator wird also:

$$a = \frac{1}{j\omega C}$$

Die verbrauchte Leistung:

$$Q = I \cdot V \cdot \cos\varphi = 0, \text{ da } \varphi = 90^0$$

Ist dagegen das Dielektrikum nicht verlustfrei, so wird die auftretende Phasenverschiebung nicht mehr 90°, sondern um die „Phasenabweichung" oder den Verlustwinkel δ geringer. Die verbrauchte Leistung wird nun: $Q = I \cdot V \cdot \sin\delta$.

Man kann sich nun einen solchen Kondensator, der Verluste zeigt,

1) K. W. Wagner, Ann. d. Phys. 40, S. 817, 1913; Archiv II, S. 371, 1914; III, S. 67, 1914; Elektrotechn. Ztschr. 34, S. 1270, 1913; 36, 111, 1915.
2) Jordan, Verh. phys. Ges. 14, S. 451, 1912; Elektrotechn. Ztschr. S. 123, 1911.
3) Tank, Züricher Diss. oder Ann. 48, S. 307, 1915 (Literatur!).
4) Cohn, ungedruckte Jenaer Diss. 1911 (vgl. Fakultätsbericht 1920).

stets ersetzt denken durch eine Kombination aus einer reinen Kapazität und einem Widerstand und erhält folgende Darstellungsmöglichkeiten:

a) Widerstand parallel Kapazität (Fig. 1); symbolisch bedeutet das, wenn a der Operator des Systems Kapazität parallel Widerstand ist:

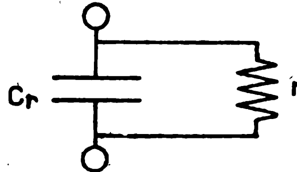


Fig. 1.

$$a = \frac{r}{1 + j\,r\,\omega\,C_r} = \frac{r(1 - j\,r\,\omega\,C_r)}{1 + r^2\,\omega^2\,C_r^{\,2}}$$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{r\,\omega\,C_r}$$

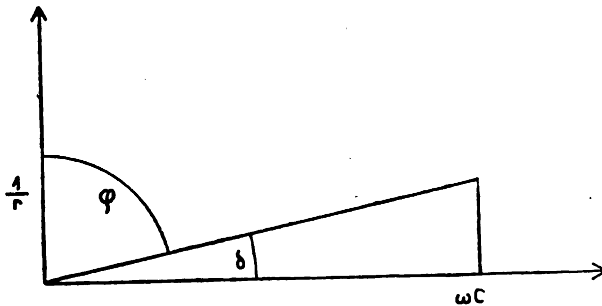


Fig. 2.

b) Kapazität und Widerstand in Serie (Fig. 3).

Der Widerstandsoperator für dieses System wird:

$$a_\varrho = \varrho + \frac{1}{j\,\omega\,C_\varrho}$$

und der Verlustwinkel:

$$\operatorname{tg}\delta = \varrho\,\omega\,C_\varrho$$

Hieraus findet man für den symbolischen Widerstand, charakterisiert durch:

c) Phasenabweichung δ und Kapazität:

aus b) $\operatorname{tg}\delta = \varrho\,\omega\,C_\varrho$ und $a_\varrho = \varrho + \frac{1}{j\,\omega\,C_\varrho}$

$$a_\delta = \frac{1}{\omega\,C_\varrho}(\operatorname{tg}\delta - j)$$

aus c) $\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{r\,\omega\,C_r}$ und $a_r = \frac{r(1 - j\,r\,\omega\,C_r)}{1 + r^2\omega^2 C_r^2}$

$$a_\delta = \frac{\cos^2\delta}{\omega\,C_r}(\operatorname{tg}\delta - j)$$

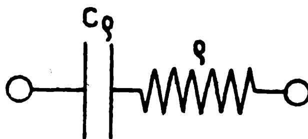


Fig. 3.

Zwischen diesen verschiedenen Größen besteht folgender Zusammenhang: aus a) und b) Widerstand in Serie und parallel zur Kapazität: $a_\varrho = a_r$ folgt durch Trennung des reellen und imaginären Teils:

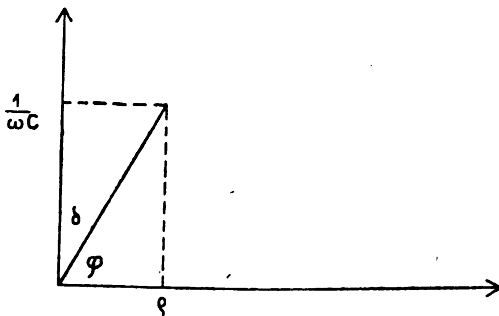


Fig. 4.

$$\varrho = \frac{r}{1 + r^2\omega^2 C_r^2} \qquad C_\varrho = C_r + \frac{1}{r^2\omega^2 C_r}$$

$$r = \varrho + \frac{1}{\varrho\,\omega^2 \cdot C_\varrho^2} \qquad C_r = \frac{C_\varrho}{1 + \varrho^2\omega^2 C_\varrho^2}$$

aus b) und c) Widerstand in Serie und Verlustwinkel und Kapazität:

$$\operatorname{tg}\delta = \varrho\,\omega\,C_\varrho \qquad C_\delta = C_\varrho$$

und für kleine δ (unter 5^0):

$$\delta = 7{,}2 \cdot \frac{C_{cm} \cdot \varrho_\Omega}{\lambda_m}$$

Für das log Dekrement ϑ gilt:

$$\vartheta = T \cdot \frac{\varrho}{2L} = \varrho\,\omega\, C\pi = \pi \cdot \operatorname{tg}\delta$$

und für kleine δ: $\vartheta = 0{,}912 \cdot 10^{-3} \cdot \delta$

$$\delta = 1{,}096 \cdot 10^{3} \cdot \vartheta$$

Aus diesen Darstellungen ist ersichtlich, daß es physikalisch eigentlich keinen Sinn hat, bei einem Kondensator mit Verlusten schlechtweg von seiner Kapazität zu reden, da ja ein solcher Kondensator aus Widerstand und Kapazität zusammengesetzt ist und die Werte beider von der Art ihrer Zusammenstellung abhängen. Einwandfrei ist nur die Darstellung durch Angabe des ganzen Operators; oder es muß wenigstens angegeben werden, in welcher Weise man den Verlust sich verursacht denkt. Hier sind die Kapazitäten durch Indices δ, ϱ und r gekennzeichnet worden, um anzudeuten, daß die Widerstandskomponenten des ganzen Operators in Form eines Verlustwinkels, eines vor- und eines parallelgeschalteten Widerstands aufgefaßt werden. Zwischen den verschiedenen Kapazitäten besteht, wie ohne weiteres ersichtlich, die Beziehung:

$$C_\delta = C_\varrho = \frac{1}{\cos^2\delta}\, C_r$$

Einige Werte für $\cos^2\delta$ geben einen Anhalt für den Unterschied beider Kapazitäten:

$\delta =$	1°	10°	45°	89°
$\cos^2\delta =$	0,9997	0,970	0,5	0,0003

Für kleine Verlustwinkel kann man also ohne weiteres $C_\varrho = C_r$ setzen.

Jordan[1]) gibt eine sehr anschauliche Darstellung dieser Verhältnisse, indem er formal die Definition der Kapazität als Verhältnis von Ladung Q zu Spannung E auf Kondensatoren mit Phasenabweichungen überträgt. Er zeigt (graphische Darstellung zusammengehöriger Werte von Q und E in der QE-Ebene), daß C unbestimmt wird und während einer Periode zwischen $+\infty$ und $-\infty$ hin und her pendelt. Zwei ausgezeichnete Werte geben C_ϱ und C_r.

Bei unseren Messungen werden wir stets den Kondensator mit Verlusten vergleichen mit einem verlustfreien Kondensator C_0 und

[1]) Jordan, Elektrotechn. Ztschr. l. c.

einem vorgeschalteten Widerstand ϱ. Es erscheint aber unvorteilhaft durch diese Größen ϱ und C_ϱ oder durch die entsprechenden für Kapazität und Parallelwiderstand r, C_r ein Dielektrikum zu charakterisieren, da sie von der geometrischen Gestalt des Dielektrikums abhängen. Wir werden daher als Materialkonstante den Verlustwinkel δ, der ja auch bei Niederfrequenz für diesen Zweck meist gebraucht wird, verwenden.

$\pi \cdot \operatorname{tg} \delta$ stellt, wie sich leicht zeigen läßt, das Verhältnis der im Dielektrikum verbrauchten (irreversiblen) zu der durch das Dielektrikum hindurchgegangenen (reversiblen) Energie dar.

Bei einem homogenen Material muß dieses Verhältnis für jedes Volumelement konstant sein. Also muß δ unabhängig von der geometrischen Gestalt des Dielektrikums sein.

Man erkennt dies auch sofort für den speziellen Fall des Plattenkondensators:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{r \omega C} = \frac{\varkappa F}{d} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{4 \pi d}{\varepsilon F} = \frac{4 \pi \varkappa}{\omega \varepsilon} = \frac{1}{\omega \Theta}$$

wo Θ die Relaxationszeit bedeutet.

Die geometrischen Größen Fläche F und Dicke d des Dielektricums heben sich weg und es bleiben zur Berechnung des Verlustwinkels δ außer der Kreisfrequenz ω nur die unabhängigen Materialkonstanten

$\varkappa$ = wirksames spezifisches Leitvermögen,

ε = wirksame Dielektrizitätskonstante

übrig, die allerdings für ein anormales Dielektrikum von der Frequenz abhängig sein können.

Man übersieht aus dieser Darstellung, daß für ein normales Dielektrikum, dessen Energieverlust nur auf einer konstanten Leitfähigkeit beruht, der Verlustwinkel δ direkt proportional der Wellenlänge sein muß, solange ε konstant ist, da ja $\operatorname{tg} \delta = \frac{\lambda \cdot \varkappa}{\varepsilon} \cdot$ konst., während reine Hysteresis einen pro Periode konstanten Verlust, mithin ein konstantes δ ergeben würde.

Bei diesen Betrachtungen ist nur die Gültigkeit des Quadratgesetzes vorausgesetzt.

Auswahl der Methode.

Bei der Auswahl der Methode mußte darauf Rücksicht genommen werden, daß die zur Untersuchung kommenden Materialien zum Teil

sehr geringe Verlustwinkel von Bruchteilen von Minuten oder Dekremente von einigen Zehntausendsteln haben. Man kann aber bei einer Welle von $\lambda = 500$ m mit dem gesamten log Dekrement eines Schwingungskreises, wenn er auch ein Variometer enthalten soll, kaum unter 0,01 herunterkommen. Es werden also alle die Methoden ungeeignet sein, bei denen sich das Dekrement des Kondensators aus der Differenz der beiden Dekremente bestimmt, die man für den Schwingungskreis einmal mit dem zu untersuchenden Kondensator, das andere Mal mit einem Luftkondensator gleicher Größe erhält. Die Bjerknessche[1]) Methode, nach der die ersten Messungen ausgeführt wurden, wurde daher bald verlassen, zumal die Aufnahme der Resonanzkurve sich recht umständlich und zeitraubend gestaltet. Wesentlich genauere Werte ließen sich mit der Lindemannschen[1]) Methode gewinnen, namentlich in Verbindung mit der später zu beschreibenden Kompensationsschaltung für den Thermostrom. Aber auch bei dieser Methode sind für jede Messung 4 Ablesungen notwendig, und es machen sich Korrektionen für die Rückwirkung des Sender- und Indikatorkreises notwendig. Die Methode wurde für unsere Zwecke noch etwas vereinfacht, so daß nur noch 3 Ablesungen nötig waren. Es bestimmt sich dann, wie leicht abgeleitet werden kann, der reelle Teil des Operators, also der scheinbare Vorschaltwiderstand für unseren Kondensator aus:

$$\varrho = R' + (R'' - R') \cdot \frac{\sqrt{\frac{\alpha_0}{\alpha'}} - 1}{\sqrt{\frac{\alpha''}{\alpha'}} - 1}$$

wo α_0 den Galvanometerausschlag bei allein eingeschaltetem Kondensator mit Verlusten,

α' den Galvanometerausschlag bei eingeschaltetem Luftkondensator + einem kleineren Widerstand R',

α'' den Galvanometerausschlag bei eingeschaltetem Luftkondensator + einem größeren Widerstand R''

bedeuten.

Schließlich wurde die einfachste Methode der direkten Substitution gewählt.

Prinzip der Meßmethode.

Mit einem Sender *I* (vgl. Fig. 5), in dem Schwingungen der gewünschten Frequenz erzeugt werden, ist der Meßkreis *II* lose gekoppelt,

1) S. z. B.: Loewe, Jenaer Diss. 1913, oder dieses Jahrbuch **6**, S. 325.

der wieder seine Schwingungen auf den das Meßinstrument enthaltenden aperiodischen Indikatorkreis *III* überträgt. Im Meßkreis befindet sich zunächst außer der Selbstinduktion und einem Feinvariometer der, aus dem zu untersuchenden Dielektrikum aufgebaute, Kondensator K, dessen Operator a bestimmt werden soll. Durch geeignete Wahl der Selbstinduktion und mit Hilfe des Feinvariometers L wird Kreis *II* auf *I* abgestimmt. Der maximale Ausschlag am Meßinstrument wird notiert.

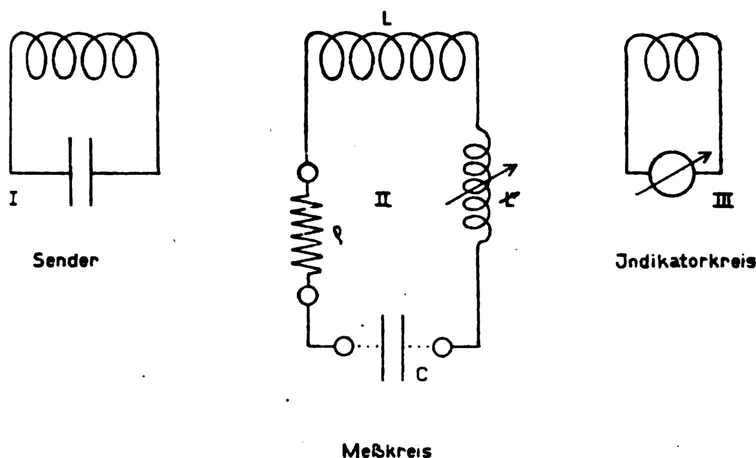


Fig. 5.

Dann wird der Kondensator K gegen einen verlustfreien variablen Luftkondensator $K_L = \frac{1}{j\,\omega\,C}$ ausgewechselt, K_L auf Resonanz eingestellt und so lange Widerstand ϱ zugeschaltet, bis das Meßinstrument wieder denselben Ausschlag zeigt, wie bei der ersten Messung. Wenn alle übrigen Verhältnisse, besonders auch die Kopplungen, dieselben geblieben sind, so kann man ohne weiteres den Operator unserer Kombination aus reinem Widerstand und reiner Kapazität gleich dem des zu untersuchenden Kondensators setzen: $a = \varrho + \frac{1}{j\,\omega\,C}$.

Diese prinzipiell sehr einfache Methode bietet, wie üblich, größere Schwierigkeiten, sobald man zu sehr genauen Messungen, bezüglich sehr kleinen Verlustwinkeln übergeht. Diese Schwierigkeiten bestehen hauptsächlich:

1. in der Herstellung der zu untersuchenden Kondensatoren,
2. in der Herstellung vollkommen verlustfreier Vergleichskondensatoren,
3. in der Herstellung kleiner, genau gemessener, kontinuierlich veränderlicher Hochfrequenzwiderstände,
4. in der Vermeidung von kapazitiven Kopplungsänderungen beim Auswechseln der Kondensatoren.

Ausführung der Methode.

I. Der zu untersuchende Kondensator.

Zur Untersuchung mußten die betreffenden Materialien zunächst in Form von Kondensatoren gebracht werden. Dabei mußte besonders beachtet werden, daß das elektrische Feld sich möglichst ausschließlich im fraglichen Dielektrikum ausbildete, daß also alle Luft- und Klebstoffschichten zwischen dem eigentlichen Dielektrikum und den Belegungen vermieden wurden. Selbstverständlich mußten auch die metallischen Zuleitungen so ausgeführt werden, daß ihre Leitungsverluste gegenüber den Verlusten im Dielektrikum vernachlässigt werden konnten. Auf etwaige Sprühverluste brauchte keinerlei Rücksicht genommen zu werden, da nur mit niedrigen Kondensatorspannungen (stets unter 100 Volt) gearbeitet wurde. Es wurden Kondensatoren in Platten- und Flaschenform verwendet (s. Fig. 6).

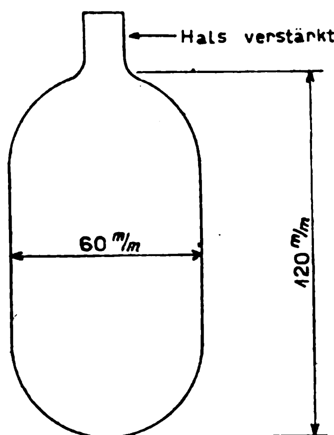


Fig. 6.

Zur Bestimmung des Einflusses der Dicke des Dielektrikums auf den Verlustwinkel (s. S. 120) waren auch Kondensatoren in Kugelform hergestellt worden. Diese Kugeln gaben aber unsichere Resultate, die auf Veränderungen des benutzten Bleiglases durch die Bearbeitung vor der Gebläselampe zurückgeführt werden mußten. Es zeigten sich deutliche Ausscheidungen, die auch bei vorsichtiger Bearbeitung nicht vermieden werden konnten. Die beobachteten Werte, die eine geringe Zunahme des Verlustwinkels mit abnehmender Dicke vortäuschten, sind daher hier nicht aufgenommen worden.

Bei den Flaschen, deren Kapazität zwischen 1000 und 6000 cm lag, wurde als Belegung meist Quecksilber benutzt. Die Flaschen wurden eingetaucht in einen mit Quecksilber gefüllten Glaszylinder und selbst damit angefüllt. Auf dem Zylinder befand sich ein Deckel aus bestem Paraffin, durch den der Hals der Flaschen hindurchragte, und an dem er so angeschmolzen wurde, daß die Flasche, ohne das äußere Gefäß zu berühren, frei im Quecksilber hing. Für höhere Temperaturen wurde ein Messingdeckel benutzt, der mit der äußeren Belegung verbunden wurde. Auf Verluste im äußeren Gefäß brauchte keine Rücksicht genommen zu werden, da bei allen Messungen der Kondensator in einem Blechkasten untersucht wurde, der auf demselben Potential gehalten wurde wie die äußere Belegung, so daß keine Kraftlinien von ihr durch das äußere Gefäß hindurch nach anderen Stellen des Raumes und der Apparate gelangen konnten (s. unter kapazitive Koppelung). Auch wurde der Quecksilberstand der äußeren Belegung stets einige Zentimeter höher gehalten als im Innern der Flasche, um die Zahl der ausbiegenden Kraftlinien möglichst klein zu halten.

Sehr wichtig ist es, nur ganz reines Quecksilber zu verwenden. Es darf keinesfalls an den Wandungen „schmieren". Es bilden sich sonst schlecht leitende Schichten aus zwischen Belegung und Dielektrikum, die die Resultate völlig fälschen können (Maxwellsches geschichtetes Dielektrikum). Dazu genügen schon die geringen Verunreinigungen, die von einem — als Stromzuführung — eintauchenden Kupferdraht herstammen. Trotz Verwendung von reinstem Quecksilber und einwandfrei amalgamiertem Kupfer waren dann Messungen nach kurzer Zeit nicht mehr auszuführen. Die Werte schwankten um 50 % und mehr. Beim Herausnehmen zeigte sich, daß das Quecksilber bereits wieder angefangen hatte, zu schmieren. Es wurde daher später nur mit Platin-Stromzuführungen gearbeitet. Die Übelstände hörten dann völlig auf und Wiederholungen der Messungen an denselben Flaschen nach längerer Zeit gaben übereinstimmende Resultate.

Als Kontrolle wurden schließlich noch einige Flaschen beiderseits versilbert und elektrolytisch verkupfert; auch die hiermit erhaltenen Werte waren in guter Übereinstimmung mit den früheren Messungen, wenn der Anschluß an die Kupferbelegungen durch Verlöten mit Woodschem Metall oder durch galvanisches „Ankupfern“ in einwandfreier Weise ausgeführt worden war und wenn die Belegung gut auf dem Glase haftete.

Größere Schwierigkeiten bereitete noch die Anfertigung der Kondensatoren für Messungen bei höheren Temperaturen. Mit galvanischen Verkupferungen konnte man nicht zum Ziele kommen, da sich die Belegungen, ob dünn oder dick, infolge der beträchtlichen Ausdehnungsdifferenz von Glas und Kupfer ablösten. Das täuschte dann einen viel zu kleinen Temperaturanstig von Kapazität und Verlust vor. Nach Erhitzen auf 400° und wieder Abkühlen war der Wert der Kapazität etwa 25 % kleiner geworden. Schwaches Versilbern und Ausfüllen der Flaschen innen und außen mit fest gestampftem Metallpulver führte, infolge des hohen Übergangswiderstandes, auch zu keinem Resultat.

So blieb schließlich nichts weiter übrig, als flüssige Metalle als Belegungen zu benutzen. Bis etwa 200° ließ sich dies mit Quecksilber und bei höheren Temperaturen mit leicht flüssigen Legierungen ohne größere Schwierigkeiten bewerkstelligen, nur mußte von Zeit zu Zeit bei Temperatursteigerungen eine der Wärmeausdehnung entsprechende Menge Flüssigkeit herauspipettiert werden.

Auch bei den Plattenkondensatoren machte das einwandfreie Anbringen der Belegungen Schwierigkeiten. Es zeigte sich, daß mit beiderseits verkupferten Platten keine einwandfreien Messungen zu machen waren. Machte man die Verkupferung stark genug, um sicheren Kontakt durch Verlöten zu bekommen, so kam es leicht vor, daß sich die Belegung an einzelnen Stellen von dem glatten Glase ablöste. War die Belegung dünner, so machte das Anbringen von genügend widerstandsfreien Anschlüssen Schwierigkeiten. Bedeutet doch bei einer Kapazität von 2000 cm ein Widerstand von 0,01 Ohm bereits einen Verlustwinkel von etwa $^1/_2$ Minute ($\lambda = 300$ m).

Es wurde schließlich das folgende Verfahren gewählt, das auch ein bequemes und schnelles Auswechseln verschiedener Platten gestattete: 2 optisch plan geschliffene und polierte versilberte Messingplatten von 8 cm Kantenlänge wurden auf die ebenso plan geschliffenen Dielektrika, meist Glasplatten, als Belegung aufgeschoben. Die Herstellung der Metallplatten in der erforderlichen Planheit gelang ohne weiteres, während die höchstens 1 mm starken Glasplatten von 10 cm

Kantenlänge einige Schwierigkeiten machten, da sie sich beim Schleifen und Polieren leicht durchbogen. Schließlich hatten aber die von der Firma Zeiß hergestellten Platten nur noch Dickenunterschiede und Abweichungen von der Ebene von wenigen Tausendstel Millimetern.

Man muß auf das feste Anliegen der Belegungen einigen Wert legen, da die Kapazitätsverkleinerung, die durch eine Luftschicht zwischen Belegung und Dielektrikum hervorgerufen wird, infolge des großen Verhältnisses der beiden Dielektrizitätskonstanten eine recht beträchtliche ist. Beträgt z. B. die Luftschicht 10 % der Plattenstärke (bei unseren etwa 1 mm dicken Platten also 0,1 mm) und ist das Verhältnis der beiden Dielektrizitätskonstanten 10 : 1, so beträgt die Kapazitätsverkleinerung bereits 100 %.

Beim Aufschieben der plangeschliffenen Glasplatten auf die Belegungen traten breite Newtonsche Farbflecken auf, die auf einen stellenweisen Abstand der Belegung von etwa 0,001 mm schließen ließen. (Denselben Wert hatten die Dickenmessungen geliefert.) Die Kapazitätsverkleinerung liegt also sicherlich noch beträchtlich unter 1 %.

II. Luftkondensatoren.

Eine Vorbedingung für die benutzte Meßmethode ist es, daß die verwendeten Vergleichskondensatoren verlustfrei sind. Diese Frage soll hier etwas eingehender besprochen werden, da sie bei derartigen Messungen immer wieder auftritt, und meines Wissens noch nicht systematisch behandeht worden ist. An die Verlustfreiheit müssen schon recht hohe Anforderungen gestellt werden, da Verlustwinkel von einer Minute und darunter gemessen werden sollten. Bei einer Meßgenauigkeit von 1 % dürfen also die Phasenabweichungen der Vergleichskondensatoren 10 Sekunden nicht übersteigen. Es wäre von großem Werte, eine Methode zu besitzen, die uns gestattete, dies zu kontrollieren, und zwar bei den für die späteren Messungen benutzten Frequenzen. Im Prinzip würden hierfür dynamometrische und elektrometrische Methoden geeignet sein, aber schon bei Niederfrequenz läßt sich damit keine so hohe Genauigkeit erreichen, geschweige denn bei Hochfrequenz.

Kalorimetrische Methoden können auch nicht der geforderten Genauigkeit entsprechen. Die in einem Kondensator mit einem Verlustwinkel von 10 Sekunden ($\operatorname{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-5}$) auftretende Erwärmung ist ja nach S. 83 $Q = \frac{\omega}{2} \cdot C V_0^2 \cdot \operatorname{tg} \delta$.

Nehmen wir einen Kondensator von

$C = 1000$ cm Kapazität, an dem eine Wechselspannung von
$V = 300$ Volt liegt, bei einer Kreisfrequenz von
$\omega = 5 \times 10^6$, d. h. einer Welle von etwa 375 m, so liefert uns der Kondensator eine Energie von
$Q = 0{,}005$ Watt · sec $= 0{,}001$ gr-cal in der Sekunde.

Solche kleine Wärmemengen lassen sich aber, bei der immerhin erheblichen Ausdehnung eines Kondensators, nicht mehr nachweisen. Ein experimenteller Nachweis der Verlustfreiheit der Vergleichskondensatoren konnte also leider nicht ausgeführt werden.

Es blieb also nur noch übrig, entweder die Verluste im Luftkondensator durch geeignete Schaltung zu eliminieren oder solche Kon-

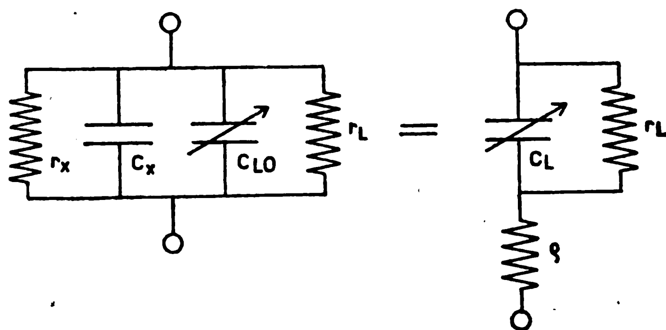


Fig. 7.

densatoren zu verwenden, bei deren Zusammenbau möglichst alle Verlust erzeugenden Anordnungen vermieden wurden.

Eine Elimination wurde in folgender nahe liegender Art versucht: Der Vergleichskondensator, ein variabler Drehluftkondensator, blieb stets eingeschaltet. Zuerst wurde ihm in 0-Stellung x_0 der zu untersuchende Kondensator C_X parallel geschaltet, während bei der Vergleichsmessung der zu untersuchende Kondensator abgeschaltet wurde und nach Vergrößerung des Luftkondensators auf den Resonanzwert C_R so viel Widerstand zugeschaltet wurde, bis der Indikator denselben Ausschlag zeigte (vgl. Fig. 7). Die Voraussetzung für dieses Verfahren ist natürlich, daß sich der Verlust im Luftkondensator ausdrücken läßt durch einen konstanten Parallelwiderstand r_L, dessen Wert unabhängig ist von der Kapazitätseinstellung C_L. Diese Annahme würde sicherlich berechtigt sein, wenn die Verluste nur durch Ohmsche Leitfähigkeiten bedingt würden. Zur Errechnung des unbekannten Verlustes,

ausgedrückt durch den Parallelwiderstand, machen wir folgenden Ansatz:

Die Operatoren für beide Fälle lauten:

$$\text{I.} \quad \frac{1}{a_1} = \frac{1}{r_L} + \frac{1}{r_X} + j\,\omega (C_0 + C_X) \qquad \text{II.} \quad a_2 = \varrho + \frac{r_L}{1 + j\, r_L\, \omega\, C_R}$$

Nach einigen Umformungen und Vernachlässigungen erhalten wir schließlich aus: $a_1 = a_2$.

$$r_X = \frac{1}{\varrho\, \omega^2\, C_R^2} + \frac{2}{r_L\, \omega^2\, C_R^2} = \frac{1}{\omega^2\, C_R^2}\left(\frac{1}{\varrho} + \frac{2}{r_L}\right) \qquad r_X = \frac{1}{\varrho\, \omega^2\, C_R^2}$$

Der Fehler, den wir durch Vernachlässigung des zweiten Gliedes begehen, ist sehr gering. Selbst für $\lambda = 672$, $C_R = 1000$ cm, $\varrho = 1$ Ohm, $r_L = 10^4$ Ohm nur 0,02 %.

Ein sicherer Prüfstein für die Richtigkeit unserer Annahme würde es sein, wenn sich für denselben Versuchskondensator bei derselben Welle, aber verschiedenen 0-Werten des Vergleichskondensators dieselben Werte für r_X ergeben würden. Es wird also zunächst ein Messungspaar mit einer Gradstellung des Kondensators von 0° und entsprechender Resonanzstellung gemacht; dann Messungen mit 0-Stellungen von 5°, 10° usw. und entsprechend erhöhten Resonanzstellungen, wobei natürlich die Selbstinduktion des Kreises verändert werden muß. Sind dann die aus verschiedenen Werten für C_0 und C_R errechneten r_X-Werte miteinander in Übereinstimmung, so bedeutet dies, daß unsere Annahme, r_L ist unabhängig von der Kapazitätseinstellung im Luftkondensator, richtig ist. Nur in diesem Falle wäre also unser Eliminationsverfahren überhaupt anwendbar. Die Messungen ergaben bei 0-Stellungen von 0, 5, 10, 25 und 40° einen steten Gang der r_X-Werte mit der Kapazität bis zu 10 % (s. Meßreihe S. 100 unkorrigierte Werte). Eine Elimination des Verlustes im Luftkondensator war also nicht möglich, wenn auch die Übereinstimmung zwischen verschiedenen Messungen desselben Kondensators besser war als früher bei vollkommener Vernachlässigung des Verlustes des Luftkondensators.

Nach diesen Ergebnissen bleibt schließlich nur noch das etwas unbefriedigende Verfahren, nur solche Kondensatoren zu verwenden, bei deren Bau möglichst alles, was Anlaß zu Verlusten geben könnte, vermieden wurde, wie es schon Giebe[1]) und K. W. Wagner[2]) ge-

1) E. Giebe, Z. f. Instrk. 29, S. 269 u. 301, 1909.

2) K. W. Wagner, Elektrotechn. Ztschr. 34, S. 1279, 1913 und Archiv f. Elektrotechnik 2, S. 372, 1914.

macht hatten. Als verlustfreies Dielektrikum kommt bekanntlich nur ein Gas, am einfachsten Luft, in Frage. Für unsere Zwecke genügt Atmosphärendruck, da wir es nur mit relativ niederen Spannungen zu tun haben (also Sprüherscheinungen nicht auftreten) und andererseits durch Versuche kein Unterschied zwischen Atmosphärendruck und Vakuum festgestellt werden konnte. Es wurden nun die vorhandenen Drehluftkondensatoren miteinander verglichen und die besten ausgesucht. Fs waren dies ein älterer Lorenzscher, aus Messingplatten, und mit Hartgummi als Isolationsmaterial und ein gefräster Seibtscher, der zwar zunächst erheblich größere Verluste zeigte, die aber durch einfache Verbesserungen leicht erniedrigt werden konnten. Die maximale Kapazität beider Kondensatoren betrug etwa 2000 cm. Der Seibtsche Kondensator war völlig von Metall umgeben, das mit dem einen Plattenpaar verbunden war. (Zur Vermeidung der Einflüsse der kapazitativen Koppelung [s. später] konnte nur ein solcher Kondensator gebraucht werden.) Zur Verringerung seiner Verluste wurde zunächst der als Isolationsmaterial zwischen beiden Systemen benutzte Hartgummi durch Quarz ersetzt und die als Stromzuführung zum beweglichen System verwandte Kupferspirale gegen eine starke, in Verlängerung der Achse ausgespannte Kupferlitze ausgewechselt. Obgleich die Isolationsmessung nach der Methode der Entladungsgeschwindigkeit einen Parallelwiderstand von etwa 10^{10} Ohm ergab, waren seine Hochfrequenzverluste auch jetzt noch wesentlich größer als die des Lorenzschen. Durch Auswechseln aller Eisenteile, namentlich der Kondensatorachse, gegen solche aus Messing konnte der Verlust noch wesentlich heruntergedrückt werden, und schließlich war kein nennenswerter Unterschied bei den verschiedensten Kapazitätseinstellungen gegenüber dem Lorenzschen Kondensator zu beobachten. Auch ergab in Parallelschaltung beider Kondensatoren die Zusammensetzung und Herstellung derselben Kapazität aus verschiedenen Teilen des einen und des anderen Kondensators kaum merkliche Unterschiede. Dies legte die Vermutung nahe, daß beide Kondensatoren praktisch verlustfrei waren, oder daß wenigstens die in jedem Kondensator auftretenden Verluste konstant, also unabhängig von der Kapazität waren. Diese Vermutung bestätigte sich jedoch nicht.

Zur Sicherheit waren noch 2 konstante Luftkondensatoren nach Giebe von 500 und 1000 cm Kapazität gebaut worden. Ihr Aufbau ist kurz folgender: 2 von je 3 Säulen getragene Plattensysteme sind durch je 3 Bernsteinsäulchen oben und unten voneinander isoliert; die Tragsäulen zwischen den Platten des einen Systems gehen dabei durch

weitere Bohrungen des anderen hindurch. Die Isolationswiderstände sind hier allein gegeben durch die 3 Bernsteinsäulen und können natürlich sehr hoch gemacht werden. Sie errechneten sich aus den Entladungsgeschwindigkeiten bei Gleichstromaufladung nach der Siemensschen Formel: $r = \frac{1}{C} \cdot \frac{t}{\ln \frac{V_1}{V_2}}$ zu über 10^9 Ohm. Dies sind Werte, die weit außerhalb unserer Meßgenauigkeit liegen. Man muß sich dabei aber immer bewußt bleiben, daß es nicht statthaft ist, von diesen Gleichstromwiderständen auf die Verluste bei Hochfrequenz zu schließen. Die Hochfrequenzverluste werden allerdings diese Ohmschen Verluste mit enthalten, aber infolge dielektrischer Nachwirkung in Bernstein (er liegt ja im elektrischen Feld) und vielleicht auch infolge von Wirbelströmen usw. größer sein können. Ein gutes Beispiel hierfür liefert eine beiderseits verkupferte Platte aus Minosglas von 10 cm Quadrat und 1 mm Dicke. Sie hatte trotz der großen Oberfläche und der geringen Stärke einen Isolationswiderstand von sogar 10^{14} Ohm, und doch war der Verlustwinkel bei 500 m Welle um 4 Minuten größer als beim Giebeschen Kondensator mit einem Ohmschen Parallelwiderstand von nur 10^{10} Ohm.

Die beiden konstanten Luftkondensatoren wurden in Ermangelung irgendeiner Kontrollmöglichkeit als „verlustfreie“ Normalien betrachtet; auf sie sind alle Messungen bezogen. Da es für die Messungen natürlich bequemer ist, variable Vergleichskondensatoren zu besitzen, so wurden zunächst die beiden früher betrachteten Drehkondensatoren mit den Normalien verglichen. Die Kapazitäten der Normalien betrugen 560 und 1025 cm. Wir haben also zur Eichung diese beiden Werte und durch Parallel- und Hintereinanderschaltung noch die Werte 1585 cm und 362 cm zur Verfügung. Die Messung ergab bei einer Welle von 500 m folgende Werte für den Seibtkondensator:

C (cm)	ϱ (Ω)	r (Ω)	tg δ	δ (sec)
362	0,070	$6,21 \times 10^6$	$1,06 \times 10^{-4}$	21,8
560	0,045	$4,05 \times 10^6$	$1,055 \times 10^{-4}$	21,7
1025	0,024	$2,52 \times 10^6$	$1,03 \times 10^{-4}$	21,3
1600	0,0165	$1,35 \times 10^6$	$1,105 \times 10^{-4}$	21,8

Für den Lorenzschen Kondensator ergaben sich folgende Werte, die aber weniger exakt sind, da der Kondensator nicht geschirmt ist

und die Einflüsse der kapazitativen Koppelungen nur nach der Methode der Mittelwertbildung (s. später) berücksichtigt werden konnten.

C_{cm}	ϱ_Ω	r_Ω	tg δ	δ sec
560	0,047	$3,88 \times 10^6$	$1,1 \times 10^{-4}$	22,7
1025	0,021	$2,59 \times 10^6$	$0,9 \times 10^{-4}$	18,7
1600	0,018	$1,24 \times 10^6$	$1,2 \times 10^{-4}$	24,9

Wir sehen aus den Tabellen, daß die beiden Kondensatoren noch beträchtliche Verluste gegenüber den Normalien zeigen, die sich sicher nicht darstellen lassen durch konstante, von der Kapazitätseinstellung unabhängige, vorgeschaltete oder parallelgeschaltete Widerstände. Dagegen ist — jedenfalls für den Seibtschen Kondensator — die Konstanz des Verlustwinkels fast über den ganzen Bereich des Kondensators eine vollkommene. Dieses Resultat ist einigermaßen verwunderlich; denn es bedeutet physikalisch, daß der Verlust seine Ursache nicht haben kann in Ohmschen Widerständen der Zuleitung (das würde ein konstantes ϱ bedingen), aber auch nicht in irgendwelchen Leitungserscheinungen der Isolationsstellen (denn sie würden in einem konstanten r zum Ausdruck kommen), auch für den Fall dielektrischer Nachwirkungserscheinungen in den kleinen aus dem festen Isolationsmaterial gebildeten Kondensatoren, denn ihre Kapazität wird ja von der Drehung des Kondensators nicht beeinflußt, und die Konstanz von tg δ bedeutet ja eine Proportionalität der verlorenen Energie mit der gesamten umgesetzten, d. h. mit der Kapazität. Wo nun diese Verluste ihren Sitz haben, läßt sich ohne weiteres nicht entscheiden. Eine gleichmäßig über die Platten verteilte Oxyd-Lack- oder Schmutzschicht würde als unvollkommenes Dielektrikum einen derartigen Verlust bewirken können; aber auch für Wirbelströme in den Kondensatorplatten könnte man sich einen solchen Einfluß zurechtlegen.

Aus den gemessenen 4 Punkten wurde für jede Welle eine Eichkurve angefertigt, die gestattete, für jeden C_R-Wert den entsprechenden ϱ_R-Wert abzulesen, der bei allen Substitutionsmessungen zu dem für den untersuchten Kondensator gefundenen ϱ-Wert hinzu addiert werden mußte. Wir erkennen nun auch sofort, warum das auf S. 94 erwähnte Eliminationsverfahren nicht zum Ziele führen konnte, und warum wir einen Gang der Verlustwerte desselben Kondensators mit der Größe des parallel geschalteten Luftkondensators erhalten mußten. Es würde eine gute Bestätigung für die Richtigkeit unserer Korrektionsbetrachtungen bedeuten, wenn eine entsprechende Berücksichtigung

der Verlustwerte des Vergleichskondensators einen solchen Einfluß auf die Resultate haben würde, daß der erwähnte Gang verschwinden würde.

Wenn wir den Verlust in den fraglichen Kondensator durch seinen Parallelwiderstand r_R charakterisieren wollen, erhalten wir zu seiner Bestimmung durch Vergleichen der Operatoren (s. Fig. 8):

$$a_1 = a_2; \quad \frac{1}{a_1} = \frac{j\,\omega\,C_0}{1 + j\,\varrho_0\,\omega\,C_0} + \frac{1}{r_x} + j\,\omega\,C_x; \quad a_2 = \varrho + \varrho_R + \frac{1}{j\,\omega\,C_R}$$

wo C_0 die Kapazität des Luftkondensators in 0-Stellung,
C_R die Kapazität des Luftkondensators in Resonanzstellung,
C_X die Kapazität des zu untersuchenden Kondensators,
r_X den Parallelwiderstand des zu untersuchenden Kondensators,
ϱ der nur den zur Wiederherstellung derselben Stromstärke nötigen Vorschaltwiderstand bedeuten.

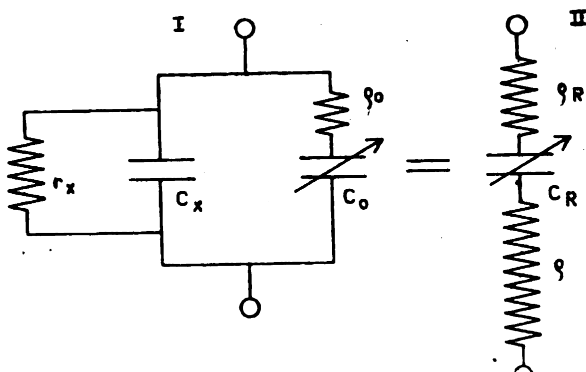


Fig. 8.

Dies geht bei Vernachlässigung von $\omega^2\,\varrho_0\,C_0\,C_R(\varrho + \varrho_R)$ gegen 1 und des Einflusses der Widerstände auf die Kapazitätswerte, d. h. also wenn $C_r = C_X + C_0$ gesetzt wird über in:

$$r_X = \frac{\omega^{-2}}{\varrho_R C_R^2 - \varrho_0 C_0^2 + \varrho C_R^2}$$

$$\text{für } \lambda = 500 \text{ m}: \quad r_X = \frac{5{,}7 \cdot 10^{10}}{C_R^2(\varrho_R + \varrho_0) - \varrho_0 \cdot C_0^2}$$

In der folgenden Tabelle sind die nach dem Eliminationsverfahren gefundenen Werte (Spalte VI und VII) und die nach obiger Formel verbesserten Werte (letzte, und verletzte Spalte) für den Verlust eines bestimmten Glaskondensators gegenübergestellt.

					unkorrigiert:		korrigiert:	
C_R	C_0	ϱ_R	ϱ_0	ϱ	r_X	δ	r_X	δ
615	—	0,036	—	0,31	$4{,}23 \times 10^5$	3′ 10″	$4{,}33 \times 10^5$	3′ 15″
619	55	0,032	4,2	0,273	$4{,}38 \times 10^5$	3′ 30″	$4{,}2 \times 10^5$	3′ 10″
785	150	0,027	0,54	0,208	$4{,}47 \times 10^5$	2′ 50″	$4{,}3 \times 10^5$	3′ 7″
965	330	0,022	0,15	0,137	$4{,}6 \times 10^5$	2′ 54″	$4{,}3 \times 10^5$	3′ 7″
1150	514	0,020	0,05	0,092	$4{,}7 \times 10^5$	2′ 50″	$4{,}18 \times 10^5$	3′ 11″

Der Gang der unkorrigierten Werte für den Verlust desselben Kondensators mit der Kapazität des Parallelkondensators erstreckt sich bis zu 10%, allerdings im ganzen auch nur über 20 sec. Nach Ausführung der Korrektion hat der Gang aufgehört, und die Übereinstimmung innerhalb der Fehlergrenzen ist eine recht gute. Es handelt sich hierbei ja um außerordentlich geringe Differenzen. Die höchste Abweichung ist jetzt nur noch 8″!

Aus dem Ganzen ergibt sich, daß man mit der nötigen Vorsicht die käuflichen Drehkondensatoren zu exakten Messungen benutzen kann, indem man sie mit konstanten Präzisionskondensatoren (nach Giebe) vergleicht und eine Korrektionstabelle für den Verlust anlegt. Für manche Drehkondensatoren läßt sich die Korrektur mit genügender Genauigkeit durch einen über den ganzen Variationsbereich konstanten Verlustwinkel ausdrücken.

Bei meinen späteren Messungen wurden derartige Bestimmungen mit parallelgeschaltetem Kondensator nicht mehr ausgeführt, da ja das Ziel dieser Methode, eine Elimination der Verluste des Vergleichskondensators zu finden, nicht erreicht werden konnte. Wohl aber kann aus der Konstanz der korrigierten Werte r_X oder δ (in der Tabelle auf dieser Seite) auf die genügende Verlustfreiheit der Giebeschen Kon-

densatoren und auf die Genauigkeit der Messungen geschlossen werden.

Schließlich wurde noch ein Drehkondensator nach Schering und Schmidt[1]) gebaut, der keinerlei nennenswerte Verluste gegenüber den Giebeschen Kondensatoren zeigte. Bei Verwendung desselben konnte also ganz ohne Korrektionen gearbeitet werden.

Die Kapazitätseichung der Kondensatoren wurde in der Brücke ausgeführt durch Vergleich mit in der P. T. R. geeichten Kondensatoren gleicher Größenordnung.

III. Widerstände.

Einige Schwierigkeiten bereiteten auch die für unsere Vergleichsmethoden notwendigen kontinuierlich veränderlichen kleinen Hochfrequenzwiderstände. Bei den zum Teil recht geringen Verlusten der untersuchten Materialien waren die vorzuschaltenden Widerstände häufig nur von der Größe eines Zehntel Ohm. Bei 1% Genauigkeit mußten also die Widerstände noch auf 0,001 Ohm genau bekannt sein. Eine Eichung der Widerstände kam nur bei Gleichstrom in Betracht. Es durften daher nur solche Drähte verwandt werden, bei denen die Widerstandsänderung durch Skineffekt unter 1% lag. Die bis $\lambda = 300$ m zulässigen Maximaldurchmesser sind nach Austin[2]) für Konstantan 0,57, Manganin 0,5, Platin 0,27, Kupfer 0,09, Kohle ca. 5, Quecksilber ca. 0,7 mm. Das entspricht für 0,1 Ohm Drahtlängen von 5,1 cm (Konstante), 5,8 cm (Pt), 3,6 cm (Cu), 3,7 cm (Hg), 4,9 cm (Kohle), 4,7 cm (Mangan). Es ist also bis auf Platin Konstantan am günstigsten, jedoch sind die Unterschiede bei allen Stoffen nicht sonderlich groß.

An eine kontinuierliche Änderung mit den gewöhnlichen Mitteln von Schleifkontakten usw. ist bei diesen kleinen Längen und der verlangten Genauigkeit von 0,001 Ohm natürlich nicht zu denken. Ein Parallelschalten mehrerer dünner Drähte wird zwar eine größere Gesamtlänge ergeben, aber die Schwierigkeiten der kontinuierlichen Änderung nur erhöhen.

---

1) H. Schering und R. Schmidt, Elektrotechn. Ztschr. **33**, S. 1343, 1912 und Z. f. Instrk. **32**, S. 253, 1912.

2) L. Austin, dieses Jahrb. **6**, S. 588, 1913.

Versuche durch Eintauchen von Platindrähten in Quecksilber mittels Mikrometerschraube oder mit Hilfe einer Differenzmethode (Verschieben eines Bügels auf zwei nur um einen sehr geringen Betrag verschieden starken parallel gespannten Drähten) eine kontinuierliche Widerstandsänderung zu erreichen, führten nicht zum Ziel. Schließlich wurde folgendes Verfahren angewandt, bei dem ein kontinuierlich veränderlicher, aber von der Frequenz abhängiger Widerstand bei jeder benutzten Welle mit konstanten, skineffektfreien Widerständen geeicht wurde.

Die Widerstandsänderung wurde dabei hergestellt durch eine variable Koppelung mit einem aperiodischen Kreis von konstantem Widerstand. Die Anordnung war folgende:

Innerhalb einer Litzenspule von etwa 4 Windungen und etwa 10 cm Durchmesser war nach Art eines Variometers eine in sich geschlossene Spule aus Widerstandsdraht drehbar angeordnet. Auf einer an der Achse angebrachten Teilung konnte die Stärke der Koppelung abgelesen werden. Die Widerstandsspule stellt dann einen an den Meßkreis angekoppelten neuen aperiodischen Kreis dar und die ganze Anordnung kann nach Art eines über einen Widerstand und eine Selbstinduktion geschlossenen Transformators aufgefaßt werden. Dieser Auffassung entsprechend können die Werte für Widerstand und Selbstinduktion des Sekundärkreises in die Konstanten des Hauptkreises eingezogen werden und man erhält für die Widerstands- und Selbstinduktionszunahme des Hauptkreises die bekannten Transformatorformeln:

$$\varDelta W_1 = W_2 \frac{\omega^2 L_{12}^2}{W_2^2 + \omega^2 L_2^2}$$

$$\varDelta L_1 = - L_2 \frac{\omega^2 L_{12}^2}{W_2^2 + \omega^2 L_2^2} \qquad \varDelta L_1 = - \frac{L_2}{W_2} \cdot \varDelta W_1$$

Eine Verengung der Koppelung ruft also außer der gewünschten Widerstandszunahme auch eine Verkleinerung der Selbstinduktion des Meßkreises hervor. Wie aus den Gleichungen ersichtlich, kann sie jedoch durch ein möglichst kleines Verhältnis von $\frac{L_2}{W_2}$, d. h. durch eine Widerstandsspule aus wenigen Windungen dünnen Drahtes sehr klein gehalten werden, so daß sie bei kleinen $\varDelta W$ überhaupt nicht beobachtet werden konnte. In allen Fällen lag sie innerhalb des

Variationsbereichs des zur genauen Resonanzeinstellung stets eingeschalteten Feinvariometers (s. später). Die Widerstandswerte sind natürlich von der Schwingungszahl im Kreise abhängig. Es mußte also für jede verwandte Wellenlänge eine besondere Eichung ausgeführt werden.

Als konstante skineffektfreie Widerstände bewährten sich am besten Sätze von Bügeln (s. Fig. 9) mit verschiedenen Widerstands-

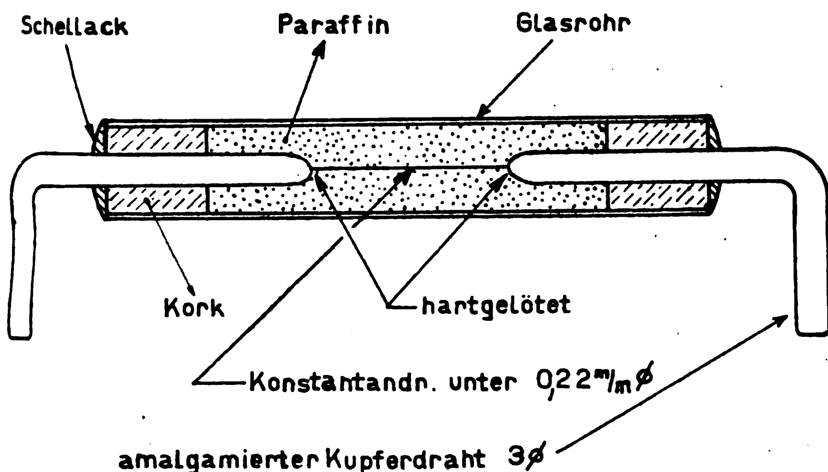


Fig. 9.

drähten, die in Quecksilbernäpfe eingetaucht und gegen einen starken Kupferbügel ausgewechselt werden konnten. Es wurden etwa 30 solcher Bügel von 0,02—30 Ohm angefertigt, die mit dem Kompensationsapparat gemessen und mehrfach im Laufe der Zeit auf Konstanz geprüft wurden. Die Abweichungen blieben unter $0,1^0/_0$; auch die Widerstandsänderungen durch Skineffekt blieben im ungünstigsten Falle noch unter diesem Betrag.

Mit diesen Widerständen wurden die gekoppelten Widerstandsspulen verglichen und die erhaltenen Werte in Eichkurven als Funktion der an der Koppelungsteilung abgelesenen Grade zusammengestellt.

Sonstiger Aufbau der Kreise.

Im Meßkreise befanden sich außer den unter I—III beschriebenen Kondensatoren und Widerständen noch die Selbstinduktionsspulen, bestehend aus 5 mm dickem Kupferdraht, bei längeren Wellen aus einzelisolierter Litze, einem Feinvariometer (bestehend aus nur 2 ineinander drehbaren Windungen) und manchmal noch, der bequemeren Einstellung halber, ein gröberes Variometer. Alle Einstellungen der Variometer, Drehkondensatoren und Widerstandsspulen wurden vom Beobachtungsplatz durch Schnüre betätigt, um von den beträchtlichen Kapazitätseinflüssen frei zu kommen.

Das Gesamtdekrement des Kreises wurde mehrfach gemessen und z. B. bei einer Welle von 500 m zu 0,01 bestimmt.

Als Sender diente meist ein Telefunken-F-Gerät, aus dem Teile des Antennenkreises entfernt worden waren, mit einem Wellenbereich von 300 bis 1600 m. Zur Koppelung wurde meist eine kleine Spule von 3 Windungen benutzt, die in 10 bis 50 cm Abstand von der Senderspule aufgestellt wurde. Die im Sender ursprünglich vorhandene Koppelung war noch bei losester Einstellung viel zu eng. Zur Verwendung kamen Senderöhren des Jenaer Glaswerkes.

Die Vorbedingung für die Anwendbarkeit der Vergleichsmethode, deren Ausführung sich ja über mehrere Minuten erstreckt, ist die, daß die vom Sender gelieferte Energie während dieser Zeit vollkommen konstant bleibt. Nach Verwendung einer besonderen Hochspannungsbatterie von 250 Volt und von gutgepflegten Akkumulatoren für den Glühstrom war diese Bedingung in sehr vollkommener Weise zu erreichen, wenn man nur beachtete, daß die Akkumulatoren nicht sofort nach der Aufladung, und nicht in stark entladenem Zustand benutzt wurden. Es war häufig, selbst nach mehrtägiger Unterbrechung nach dem Wiedereinschalten des Senders genau der gleiche Galvanometerausschlag vorhanden wie vor der Unterbrechung. Natürlich mußte auch genügende Obacht darauf gegeben werden, daß keinerlei Wackelkontakte vorhanden waren. Es wurde daher der im Sender eingebaute regulierbare Heizwiderstand, der häufig eine Quelle von Schwankungen war, entfernt und durch einen konstanten Widerstand ersetzt.

Die Messung des Hochfrequenzstromes wurde in einem besonderen Indikatorkreis mit Hilfe von Thermokreuz in Verbindung mit Spiegelgalvanometer und Kompensationsapparat ausgeführt. Durch ein Thermokreuz geringer Wärmeträgheit und ein kleines Spiegelgalvanometer

nach Diesselhorst[1]) mit einer Schwingungsdauer von nur 2 Sekunden wurde eine fast momentane Einstellung des Galvanometers erreicht.

Zur Kompensation wurde eine von Lindeck und Rothe[2]) entwickelte Schaltung benutzt, deren Wirkungsweise aus der Fig. 10 zu erkennen ist. Sie hat den großen Vorzug aller 0-Methoden, daß die

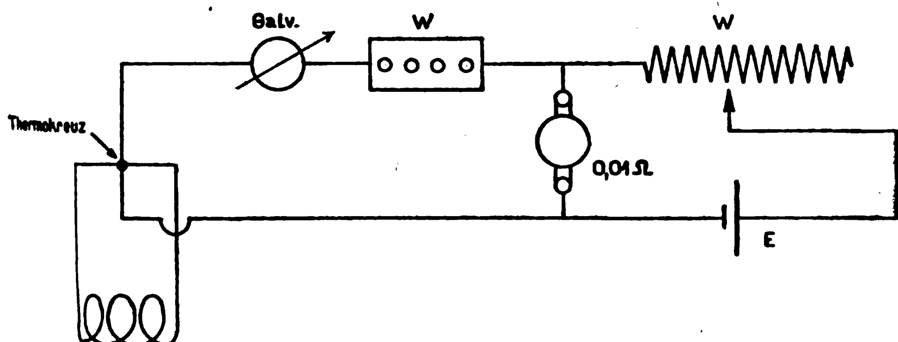


Fig. 10.

Empfindlichkeit sehr stark gesteigert werden kann, da sich der Aufschlag nur um die 0-Lage herum bewegt. Sie bedeutet also praktisch für unsere Messungen eine ungeheure Vergrößerung der Skala. Das Arbeiten nach dieser Methode erwies sich sehr bequem bei Verwendung eines Kurbelrheostaten und einer gewöhnlichen Akkumulatorenzelle.

Beim Zusammenbau der Kreise wurden Schraubkontakte möglichst vollständig vermieden, da sie anfangs häufig zu Wackelkontakten Veranlassung gegeben hatten. Sehr gut bewährten sich sauber amalgamierte Quecksilberkontakte.

Für diese Arbeiten mußte ein besonders trockener Raum gewählt werden, um Oberflächenleitungen zu vermeiden. Mit der anfangs im Keller aufgebauten Apparatur konnten keine einwandfreien Messungen ausgeführt werden. Um vor Feuchtigkeitseinflüssen ganz sicher zu sein, wurden einige Kontrollmessungen an Kondensatoren über Phosphorpentoxyd im Vakuumexsikkator ausgeführt. Die gefundenen Werte waren in guter Übereinstimmung mit den früheren.

---

1) S. z. B. Jaeger, Meßtechnik, S. 211.
2) S. Lindeck und R. Rothe, Z. f. Instrk. 20, S. 293, 1900.

Kapazitive Koppelung.

Bedeutendere Fehler können bei unserer Vergleichsmethode dadurch entstehen, daß beim Auswechseln der beiden zu vergleichenden Kondensatoren gleichzeitig die Koppelung geändert, aber die Änderung nicht berücksichtigt wird. Der ideale Fall, daß die Koppelung zwischen 2 Kreisen nur durch die den beiden Koppelungsspulen gemeinsamen magnetischen Induktionsspulen bewirkt wird, läßt sich praktisch nie vollständig realisieren.

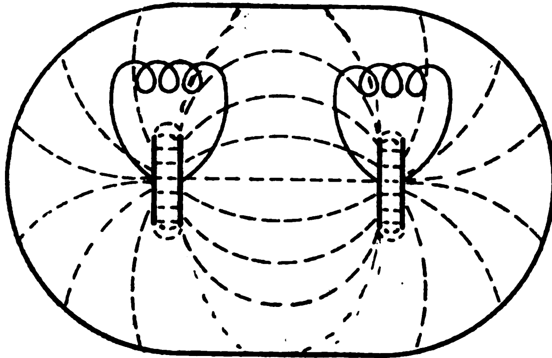


Fig. 11.

Stets wird auch eine mehr oder weniger große kapazitive Koppelung vorhanden sein, die ihre Ursache hat in den gegenseitigen Kapazitäten zwischen größeren Flächen beider Kreise, eventuell unter Mitwirkung der Zimmerwände. Es werden z. B., wie in der Fig. 11 angedeutet, elektrische Kraftlinien außer nach der gegenüberliegenden Kondensatorbelegung auch nach anderen größeren Flächen der Umgebung und auch der anderen Schwingungskreise gelangen. Sie setzen sich als Leitungsströme in den Kreisen fort und werden sich wieder als Verschiebungsströme über andere gegenseitige Kapazitäten zwischen beiden Kreisen, z. B. die der Koppelungsspulen, schließen, und so eine kapazitive Koppelung zwischen den Kreisen herstellen, wie es schematisch durch die Ersatzschaltung der Fig. 12 angedeutet ist.[1])

[1]) Daß hierfür schon recht kleine gegenseitige Kapazitäten von Bruchteilen von Zentimetern genügen können, zeigt folgender Versuch, bei dem mit reiner kapazitiver Koppelung gearbeitet wurde. Zwei Kondensatoren von etwa 5 cm Kapazität ergaben bereits denselben Galvanometerausschlag wie die sonst benutzte induktive Koppelung, so daß es wohl verständlich

Diese kapazitive Koppelung wird nun eine gewisse Phasenverschiebung gegenüber der induktiven Koppelung haben und sie je nach der Phase verstärken oder abschwächen. Da nun bei Verwendung von Röhrensendern in Verbindung mit sehr schwach gedämpften Kreisen der gesamte Koppelungsgrad wegen der „Zieherscheinungen" nur sehr

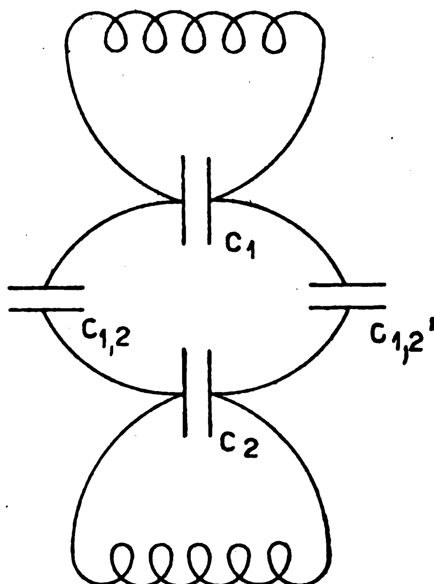


Fig. 12.

klein sein darf, so machen diese „wilden" kapazitiven Koppelungen bereits einen nicht mehr zu vernachlässigenden Teil der gesamten Koppelung aus.[1]) Es kann so der Fall eintreten, daß man bei irgendwelchen Veränderungen — z. B. beim Auswechseln zweier Kondensatoren — gleichzeitig, ohne es zu beabsichtigen, die Koppelung zwischen den Kreisen in nicht mehr zu vernachlässigendem Grade ändert.

ist, daß bereits sehr geringe Änderungen der Koppelungskapazitäten um Bruchteile von Zentimetern einen nennenswerten Einfluß auf die Stromstärke im Kreise haben werden. Es mag noch erwähnenswert sein, daß es bei unserer Anordnung bei gleichzeitiger Anwendung von kapazitiver und induktiver Koppelung gelang, beide Koppelungen gegenseitig aufzuheben, während sie sich bei Umkehrung der Richtung der einen Koppelung verstärkten. (Vgl. dazu M. Wien, Wied. Ann. 61, S. 160, 1897.)

Diese Koppelungsänderungen können sich der Beachtung sehr leicht entziehen und die Resultate fälschen, da sie denselben Einfluß auf unser Meßinstrument haben wie Widerstandsänderungen. Wird z. B. bei unserer Vergleichsmessung beim Einsetzen des Luftkondensators die Koppelung verstärkt, so wird dies eine Stromverstärkung im Meßkreis hervorrufen und man wird außer dem Widerstand, der dem Kondensatorverlust entspricht, noch Widerstand zuzuschalten haben, der der Koppelungsänderung entspricht, um wieder auf denselben Galvanometerausschlag wie bei der 1. Messung zu kommen. Man wird aber kein Mittel an der Hand haben, um festzustellen, wie groß der jedem der beiden Einflüsse entsprechende Betrag des Widerstandes ist. Ob überhaupt eine kapazitive Koppelung am Kondensator von nennenswertem Betrag vorliegt, läßt sich am einfachsten dadurch feststellen, daß man die Pole des Kondensators vertauscht. Wenn eine Koppelung vorhanden ist, so wird sich ihre Phase umkehren und der Galvanometerausschlag sich ändern. Macht man nun 2 Messungen, bei denen der Vergleichskondensator mit verschiedenen Polen angeschlossen ist, so wird man in beiden Fällen verschiedene Werte für den Verlustwinkel bekommen, wie folgende Messungen zeigen. In dem einen Falle war zur Wiederherstellung des gleichen Galvanometerausschlages ein Vorschaltwiderstand von 0,240 Ohm entsprechend einem Verlustwinkel von 1,97′ notwendig, im anderen Falle 0,283 Ohm entsprechend 2,34′. Diese kleine Differenz von 0,04 Ohm oder = 30″ bedeutet immerhin noch 20 % Fehler und geht noch weit über die Fehlergrenze hinaus.

Ganz so einfach wie hier geschildert liegen allerdings die Erscheinungen in der Praxis nicht. Durch Mitwirkung der Zimmerwände und der sonstigen Umgebung treten, namentlich wegen der darin enthaltenen Widerstände, unübersichtliche Phasenverschiebungen auf, daher mißlangen auch alle Versuche, mit Hilfe von Mittelwertbildungen beim Umpolen der Kondensatoren zum Ziel zu kommen, da die Phasenänderungen dabei nicht immer genau 180° betrugen. Es liegt außerhalb des Rahmens dieser Arbeit, eingehender auf kapazitive Koppelung im allgemeinen einzugehen, es sei auf eine von Grösser im Archiv f. Elektrotechnik erscheinende Arbeit, und später vom hiesigen Institut zu veröffentlichende, hingewiesen. Hier sollen nur noch die Mittel angegeben werden, die schließlich angewandt wurden, um die bei unseren Messungen auftretenden Fehler möglichst zu verringern. Ein völliges Abschirmen der Kreise gegeneinander konnte nicht erreicht werden, ja die Fehler wurden hierdurch infolge der Vergrößerung der Flächen

nur noch beträchtlicher. Ebenso ungünstig wirkte das Erden von Abschirmblechen oder irgendwelcher Teile der Schwingungskreise. Im Gegenteil war es günstig, die Kreise möglichst weit von umgebenden Wänden zu entfernen, was auf die Mitwirkung dieser Teile bei der kapazitiven Koppelung hinweist. Schließlich führte folgende Überlegung zum Ziel:

Es kann bei unseren Vergleichsmessungen ja vollkommen gleichgültig bleiben, ob außer der induktiven Koppelung auch eine kapazitive Koppelung mitwirkt, wenn sie nur bei beiden Messungen unverändert bleibt. Dies wäre ohne weiteres dann gegeben, wenn die Oberflächen der auszuwechselnden Kondensatoren genau die gleichen wären und wenn sie mit denselben Polen angeschlossen würden. Dies wurde am bequemsten dadurch erreicht, daß die Kondensatoren in einem mit den Kreisen leitend verbundenen Blechkasten aufgestellt wurden. Die kapazitive Wirkung der Kondensatoren nach außen wird ja dann nur von der Oberfläche des Kastens bestimmt und bleibt in allen Fällen dieselbe. Es muß dann nur noch dafür gesorgt werden, daß die äußere mit dem Kasten verbundene Belegung der verwendeten Kondensatoren die innere möglichst allseitig umgibt, damit sich keine zusätzlichen Kapazitäten zwischen innerer Belegung und dem umgebenden Kasten ausbilden können.

Diese Forderung ist für Flaschenkondensatoren ohne weiteres gegeben und läßt sich auch für die Vergleichsdrehkondensatoren leicht verwirklichen. Nur bei den in Plattenform untersuchten Dielektricis ist die zu ihrer Eigenkapazität hinzukommende Luftkapazität etwas größer; aber auch diese Korrektion liegt außerhalb unserer Meßgenauigkeit, da der Abstand der Belegung vom umgebenden Kasten etwa 200 mm gegenüber dem Abstand von der anderen Platte von 1 mm beträgt, und außerdem noch die D.K. der Platte das 5—10fache von der der umgebenden Luft ist.

Sind die beiden Kondensatoren nach außen gut abgeschirmt, so kann man auch so vorgehen, daß man die äußeren Belegungen stets verbunden mit dem Kreis läßt. Zu- und Abschalten wird dann nur mit der inneren Belegung ausgeführt. Dieses Verfahren hat den großen Vorteil, daß man die Kondensatoren während der Vergleichsmessungen feststehen lassen kann und nur einen Kupferbügel umlegen muß.

Resultate.

1. Verlustwinkel und chemische Zusammensetzung.

In den beigefügten Tabellen I und II sind für einige der untersuchten Gläser und für einige andere wichtige Dielektrika die Verlustwinkel bei Zimmertemperatur und einer Wellenlänge von 500 m zusammengestellt. Die Glaszusammensetzungen konnten nur qualitativ angegeben

Tabelle I.

Verlustwinkel und Dielektrizitätskonstanten.

Wellenlänge = 500 m; Zimmertemperatur.

Die eingeklammerten Werte beziehen sich auf nicht ebene Platten.

Glasbezeichnung		Zusammensetzung		Brech.-expon.	Dielektricitätskonstante		Verlustwinkel (Minuten)		
Typ	Schmelz-Nr.	über 10 %	unter 10 %	n_D	D. K.	Andere Beob. D. K.	a	b	Mittelwert
198b	16889	Si, Pb	K, Na	1,77	11,3		(2,48)	2,63	2,60
102b	16202	Si, Pb	K. Na	1,65	7,85		1,39	1,42	1,40
103a	8748	Si, Pb	K, Na	1,62	7,35		1,39	1,39	1,39
118a	16899	Si Pb	K, Na	1,61	7,35	7,32 [1])	1,54		1,54
318a	9880	Si, Pb	K, Na	1,60	7,05		1,88	1,79	1,84
340d	16906	Si, Pb	K, B. Na	1,58	6,85		1,81	1,84	1,82
3338a	4804	Si, Sb B K	Zn, Al	1,55	6,26		3,84	3,91	3,87
3439a	16863	Si, Sb, B	Al, K Na	1,53	5,54		2,91	2,98	2,94
3439b	17166	Si, Sb, B	Al. K, Na	1,52	5,37		3,34	3,36	3,35
211a	17231	Si, Ba	B, Al K, Na	1,57	7,41		2,59	2,59	2,59
3453a	16571	Si, Na	B, K, Ba Zn	1,52	(6,55)		(7,03)	(7,60)	(7,6)
3453a	17394	Si, Na	B, K, Ba, Zn	1,52	6,64		7,80	7,90	7,85
3832a	13809	Si, B	Ba K, Na	1,51	6,44		6,80	6,80	6,80
3832a	16665	Si, B	Ba, K, Na	1 51	6,41		6,80	6,77	6,79
3832a	16485	Si, B	Ba. K, Na	1.51			(6,67)	6,84	6,80
2188a	16991	Si, B. K	Al	1,50	6,13		11,49	11,43	11,46
15a	16598	Si, Zn, K	B, Na	1,53	6,80		6,60	6,74	6,67
3269b.	12873	Si, Ba. Pb	Zn, K. Na	1 66	8,46		1,48		1,48
7550a	14625	Si, Ba, Zn	B, Pb K, Na	1,57	6,80		2,82	2,80	2,81
7550a	16669	Si. Ba, Zn	B. Pb, K, Na	1,57	6,78		2,82	(2,71)	2,80
381a	17102	Si. Pb, Na	Zn	1,53	6,90	6,81	22,7	22,6	22,6
5970c	16621	Si, B, Ba	Al, Zn, Pb	1,62	8,07		2,25		2,25
2994c	8892	Si, Ba	B, Al, Zn	1,61	7,90	8,40 [2]) 7,96 [3]) 7,42 [3])	2,00	1,98	2,00
1209d	17398	Si, Ba	B, Al, Zn	1,61	7,80	8,35 [1])	1,98	1,99	1,90
211k	16586	Si Ba	B. Al, Zn, K, Na	1,54	7,50		2,68	2,67	2,68
7185a	8773	Si, B. Al, Fl	K	1,46	5,80	5,87 [1])	6,14		6,14
S.336a	S. 522	– B, Pb	Ae	1,61	7,05		1,72	1,72	1,73

1) Jäger l. c.
2) Starke l. c.
3) Löwe l. c.

werden, jedoch sind auch einige aus den quantitativen Zahlen sich ergebende Resultate hier mit angeführt.

Wie das bei Glaskonstanten meist der Fall ist, lassen sich keine allgemein gültigen Gesetzmäßigkeiten für den Verlustwinkel in seiner Abhängigkeit von der chemischen Zusammensetzung angeben. Der Verlustwinkel ist jedenfalls keine rein additive Eigenschaft, d. h. er läßt sich nicht aus der prozentualen Addition von Konstanten der einzelnen Elemente ermitteln. Eher ließe sich dieses für die Dielektrizitätskonstante vermuten. Immerhin lassen sich einige Gesetzmäßigkeiten erkennen, die über einen größeren Variationsbereich gültig scheinen.

Ein zu hoher Alkaligehalt scheint besonders hohe Verluste zu bedingen: 0.381, V.S. 1950, 1951, T. 141 usw.

Auch die Tonerde scheint einen ungünstigen Einfluß zu haben, wenigstens wenn sie mit Blei zusammen auftritt: V. S. 1923, 1922 gegenüber V. S. 1924 und 1921 oder 1925, 1926, 1927. Dagegen gehören die, allerdings alkalifreien, Barytgläser: 0.5970, 0.2994, 0.1209 mit zu den besten überhaupt gemessenen, ebenso das Bleiborat S. 336 mit 9 % Tonerde. Dieses interessante Glas nimmt allerdings wegen seiner Kieselsäure- und Alkalifreiheit eine Sonderstellung ein.

Von besonderem Interesse ist aber der Einfluß der Schwermetalle: **Pb, Ba** und **Sb.** Alle Gläser mit geringem Verlustwinkel enthielten größere Mengen dieser Stoffe. Und zwar scheint der Verlustwinkel mit steigendem Gehalt an Schwermetall abzunehmen: 0.340 über 0.318, 0.118, bis zu einem Grenzwert: 0.103, 0.102 mit etwa 50 % Pb_2O_3, um dann wieder zuzunehmen: 0.198. Dieses Glas mit seinen 70 % Pb_2O_3 ist allerdings nicht mehr ganz einwandfrei. Es neigt zur Flockenbildung, d. h. zur Abscheidung von Bleiverbindungen an der Oberfläche durch hydrolytische Spaltung (namentlich bei Anwesenheit schwacher Säuren: Schweiß).

Diese Resultate deuten alle auf einen Zusammenhang mit irgendwelchen Ionenleitungsvorgängen hin:

Zunächst hat Warburg[1]) gezeigt, daß bei der Elektrolyse des Glases, bereits weit unterhalb der eigentlichen Schmelztemperatur, quantitativ dieselbe Menge Natrium abgeschieden wird, die das Faradaysche Gesetz für die Elektrolyse eines Natriumsilikates fordert. Das bedeutet also, daß das Natriumion allein den Elektrizitätstransport im Glase übernimmt und daß also seine Konzentration und Beweglichkeit in hervorragendem Maße die Leitfähigkeit bestimmt.

1) Warburg, Wied. Ann. 21, S. 622, 1884.

Ferner wurde von Dobbie und Gray[1]) derselbe Einfluß der chemischen Zusammensetzung auf die Leitfähigkeit von Gläsern gefunden wie hier auf den Verlustwinkel: Die Leitfähigkeit wird durch Baryt und Blei erniedrigt, durch Alkali erhöht.

Erstaunlich ist es, daß dieses Gesetz auch bei höheren Temperaturen gültig zu sein scheint, trotzdem die Bleigläser zu den am frühesten erweichenden Gläsern gehören.

Bei weitem die geringsten Verluste zeigen die untersuchten kristallisierten Körper:

	δ (Minuten)
Bergkristall	0,4′
Glimmer	0,6′
und der geschmolzene Bergkristall .	0,4′

Auch ihre Gleichstromleitfähigkeiten ($\varkappa = 10^{-14}$) gehören zu den kleinsten bekannten.

Dagegen zeigen die organischen Stoffe Preßspan, Hartgummi, Bernstein trotz ihrer z. T. vorzüglichen Isolationsfähigkeit recht schlechte dielektrische Eigenschaften gegenüber Wechselstrom, Für Bernstein wurde auch der Isolationswiderstand nach der Entladungsmethode bestimmt zu $2 \cdot 10^{-15}$. Die gefundenen Verlustwinkel waren:

	δ (Minuten)
Preßspan . . .	91,7′
Hartgummi . .	22,1′
Bernstein . . .	17,0′

2. Frequenzabhängigkeit des Verlustwinkels.

Die bei Zimmertemperaturen beobachteten Frequenzabhängigkeiten sind meist sehr gering und gehen nur selten über die Fehlergrenze hinaus (s. Tab. II). Der Gang ist so, daß der Verlustwinkel meist, wie es der Theorie entspricht, mit zunehmender Schwingungszahl zunimmt. Aber es tritt auch das umgekehrte Verhalten auf, was auf ein Überwiegen der Leitungsverluste hinweist: 0.361, „S." Starke Frequenzabhängigkeit liegt nur bei den organischen Stoffen: Preßspan und Bernstein vor und zwar in dem meist beobachteten und von der Theorie geforderten Sinn: einer Zunahme des Verlustwinkels mit steigender Frequenz.

Der Vergleich mit früheren für Niederfrequenz beobachteten

1) A. Gray u. I. I. Dobbie, Proc. Roy. Soc. 36, S. 488, 1884.

Tabelle II.
Frequenzabhängigkeit des Verlustwinkels und der Kapazität.

		λ = 300 m	500 m	700 m	1000 m	1600 m
0 211	δ′	—	2,55′	2,47′	2,42′	2,38′
	C_{cm}	—	518	518	518	518
0 15	δ′	—	6,5′	6,28′	6,01′	5,95′
	C_{cm}	—	1748	1751	1753	1756
T 163	δ′	—	10.78′	10,54′	10.34′	10,18′
	C_{cm}	—	1960	1965	1970	1971
S	δ′	—	17,5′	17,75′	18,01′	18,48′
	C_{cm}	—	1296	1297	1298	1299
Hartgummi	δ′	23,2′	21,4′	—	—	—
	C_{cm}	232	233	—	—	—
Preßspan	δ′	103,8′	91,7′	87,1′	—	—
	C_{cm}	293	294	295	—	—
0 381	δ′	21,73′	22,67′	23,89′	24,37′	25,83′
	C_{cm}	474	475	476	476,8	477,5
Bernstein	δ′	17,6′	17,0′	16,4′	16,3′	15,7′
	C_{cm}	564	564,8	565,6	566	567

Werten ist nur für das S-Glas und ein besonderes Bleiglas möglich, Cohn beobachtete für S einen Wert für den Verlustwinkel $\delta = 1^0 7'$, gegenüber dem Hochfrequenzwert $\delta = 17'$. Von der Reichsanstalt wurden für eine Flasche aus dem Bleiglas folgende Werte ermittelt:

Frequenz	Nr. I	Nr. II
55	4,6 Minuten	4,4 Minuten
1000	3,5 „	3,4 „
2000	3,0 „	3,2 „

während der Hochfrequenzwert (allerdings für eine andere Flasche derselben Zusammensetzung) ca. 2,8 Minuten beträgt.

3. Temperaturabhängigkeit.

In den Kurven Fig. 13, 14 sind die Verlustwinkel verschiedener Gläser bei mehreren Wellenlängen in ihrer Temperaturabhängigkeit dargestellt. Für ein Glas „S“ liegen auch Messungen von Cohn[1]) bei einer Frequenz von 113 Perioden in der Sekunde vor, so daß für dieses Glas die Werte in einem Frequenzbereich von $n = 113$ bis $n = 10^6$ vorliegen. Außerdem sind noch die Werte für eine andere Gläser aus der Cohnschen Arbeit aufgenommen.

Es zeigt sich eine außerordentlich starke Zunahme des Verlust-

1) Cohn: ungedr. Jenaer Diss. 1911. Vgl. Fakultätsbericht 1920.

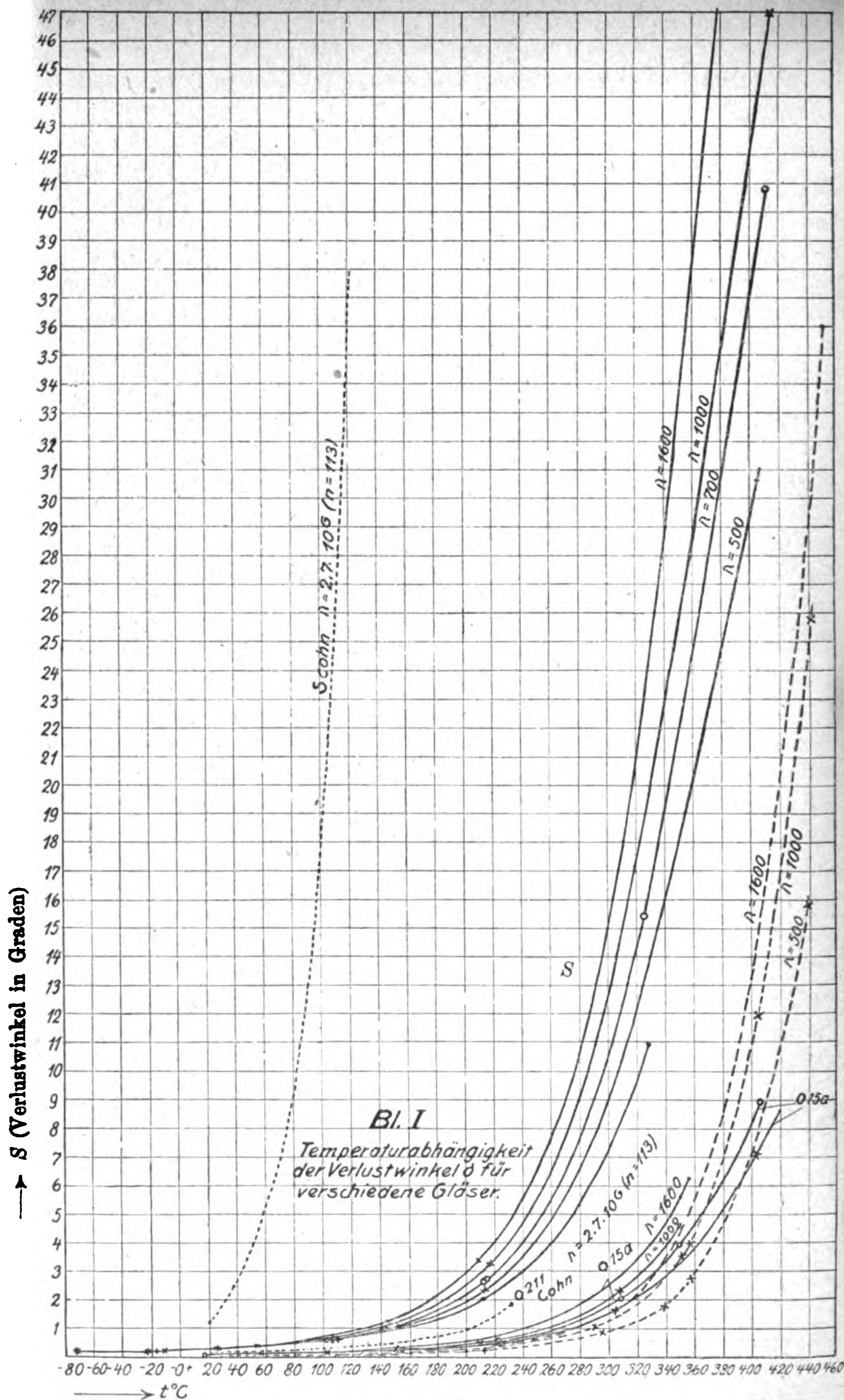
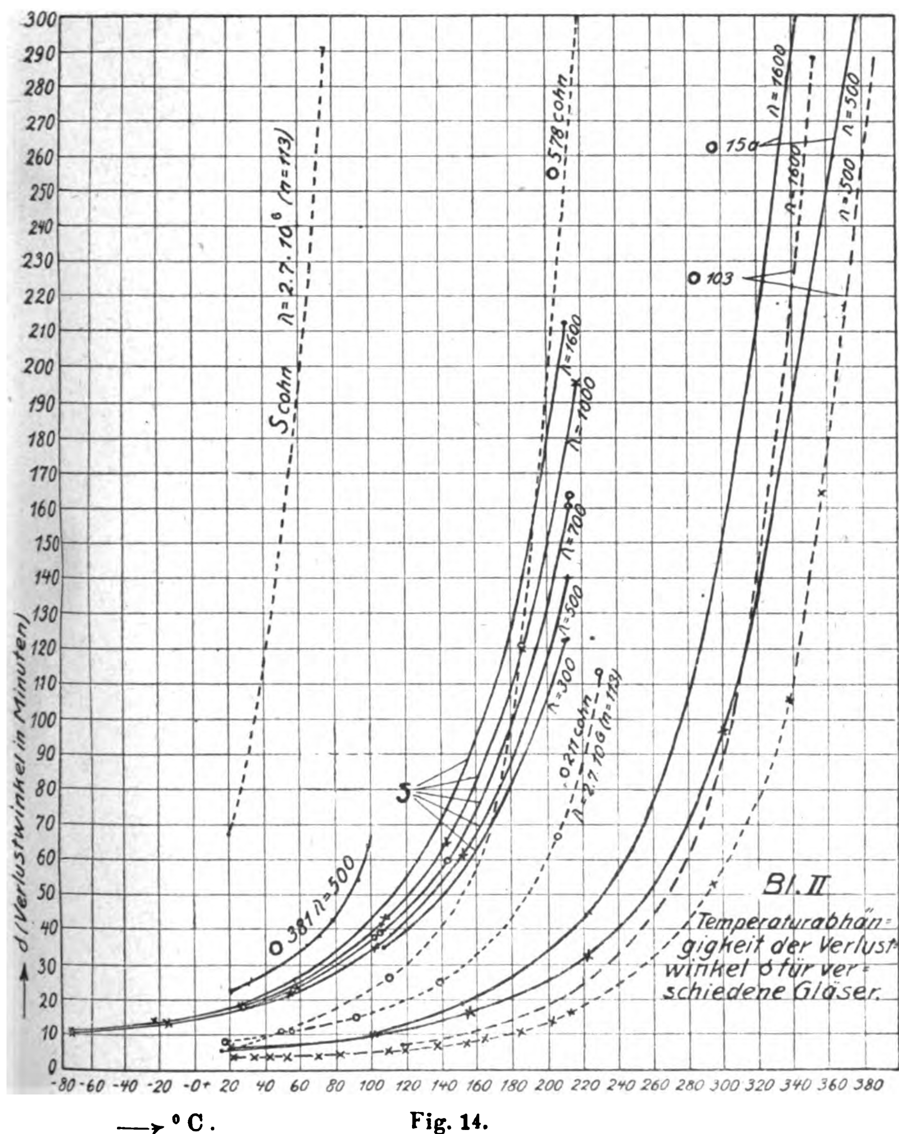

Bl. I
Temperaturabhängigkeit der Verlustwinkel δ für verschiedene Gläser.
δ (Verlustwinkel in Graden)
t°C
δ Cohn n = 2,7 · 10^6 (n = 113)
n = 1600
n = 1000
n = 700
n = 500
δ
0 211 Cohn
n = 2,7 · 10^6 (n = 113)
0 15a
0 15a

Fig. 13.



⟶ °C. Fig. 14.

winkels mit der Temperatur, die ungefähr exponentiell verläuft. Diese starke Zunahme ist ohne weiteres verständlich, da in den gemessenen Verlustwinkeln auch die durch normale Leitfähigkeit der Gläser ver-

ursachten Verluste mit enthalten sind, und da bekanntlich die Leitfähigkeiten der Elektrolyte mit der Temperatur sehr stark zunehmen. Ein Überschlag mit den bei Gleichstrom gemessenen Werten der Leitfähigkeit zeigt, daß bei niederen Temperaturen der normale Leitungsverlust gegenüber dem Nachwirkungsverlust meist vollständig vernachlässigt werden kann, während bei hohen Temperaturen der aus dem Gleichstromwiderstand errechnete Verlust von derselben Größenordnung ist wie der beobachtete. Wir entnehmen aus den Kurven für das S-Glas z. B. bei 400° C für den Logarithmus des spezifischen Widerstandes: $\ln \sigma = 5{,}6$ bei 1600 m Welle, während Cohn für dasselbe Glas bei 113 Perioden 5,3 und Baumeister[1]) bei Gleichstrom für verschiedene Gläser ähnlicher Zusammensetzung bei derselben Temperatur Werte zwischen 6,3 und 4,4 findet. Man ersieht auch aus den Kurven, Fig. 15, daß der wirksame spezifische Widerstand bei hohen Temperaturen merklich unabhängig von der Frequenz wird. Es verhalten sich also die beobachteten Gläser bei hohen Temperaturen ebenso wie ein normales Dielektrikum mit beträchtlicher Leitfähigkeit. Die bei 400° beobachteten spezifischen Widerstände von etwa 10^6 liegen noch weit höher als die von Salzlösungen u. dgl.

Bei Zimmertemperaturen sind die gefundenen Werte für den wirksamen spezifischen Wechselstromwiderstand 10^8 bis 10^9 gegenüber Gleichstromwerten von 10^{13} bis 10^{15}. Auch ist bei den untersuchten Schwingungszahlen eine starke Frequenzabhängigkeit des spezifischen Widerstandes vorhanden, während der Verlustwinkel annähernd konstant bleibt. Hier kann offenbar der normale Leitungsverlust gegenüber dem Hysteresis- oder Nachwirkungsverlust meist vernachlässigt werden.

In dem Kurvenblatt Fig. 15 sind die Logarithmen des spezifischen Widerstandes als Funktion der reziproken absoluten Temperatur aufgetragen worden, um einen Vergleich mit dem von Rasch und Hinrichsen[2]) aufgestellten Gesetz vornehmen zu können. Sie hatten die van't Hoffsche Gleichung:

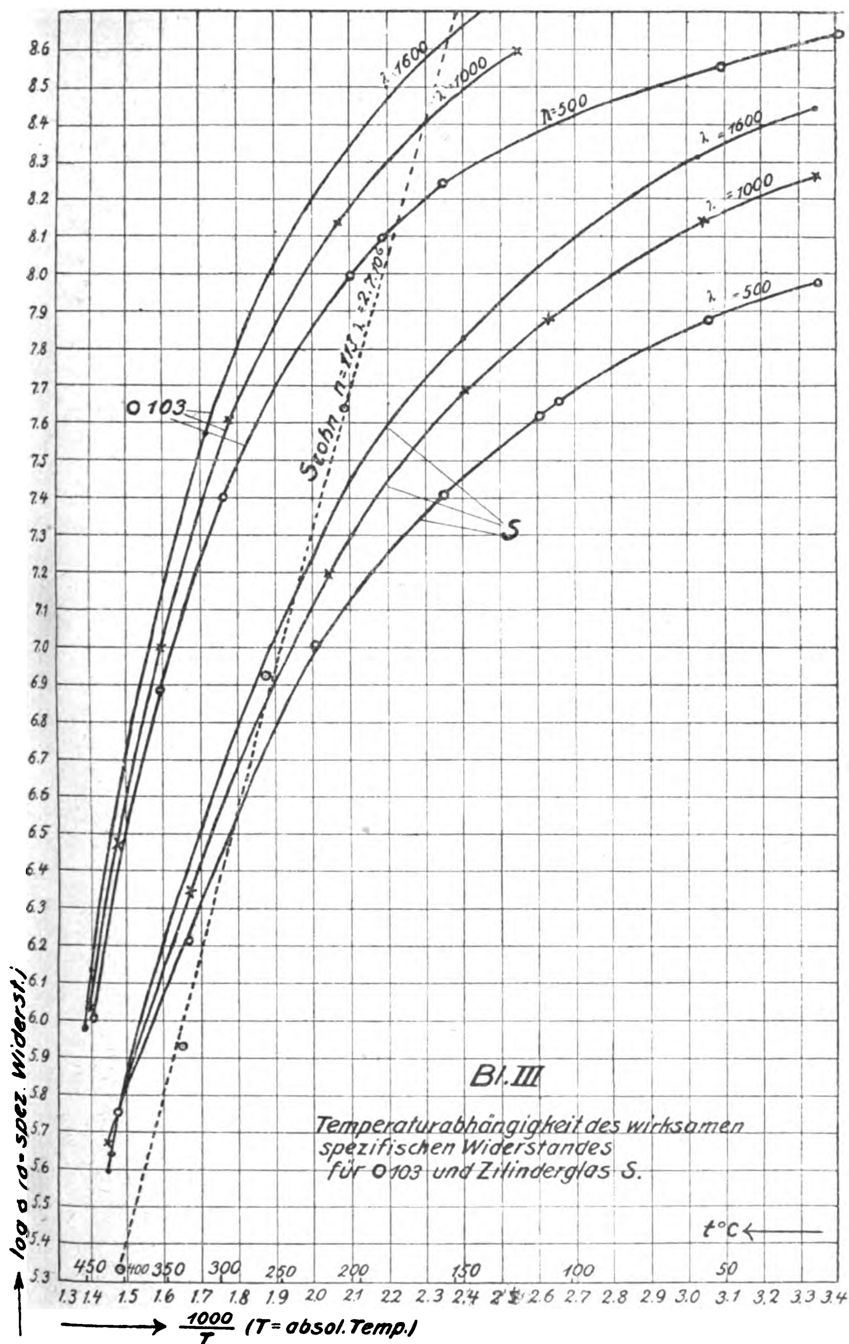
$$\frac{d \ln k}{d T} = - \frac{q}{R T^2}$$

auf die Leitfähigkeit von Elektrolyten angewandt in der Form:

$$\frac{d \varkappa}{\varkappa} = \frac{r' \cdot d T}{T^2} \quad \text{oder:} \quad \ln \varkappa = - \frac{r'}{T} + C'$$

1) Baumeister: Rost. Diss. 1913.

2) Rasch und Hinrichsen, Zeitschr. f. Elektrochemie 14, S. 41, 1908; s. auch Königsberger, Zeitschr. f. Elektrochemie 15, S. 97, 1909.



λ=1600
λ=1000
λ=500
λ=1600
λ=1000
λ=500
O 103
S
Stohn n=1/3 λ=2.7·10⁶
Bl. III
Temperaturabhängigkeit des wirksamen spezifischen Widerstandes für O 103 und Zilinderglas S.
t°C
log σ (σ=spez. Widerst.)
1000/T (T=absol. Temp.)

Fig. 15.

wo $\varkappa$ = spez. Leitvermögen. Hiernach müßten die logarithmischen Werte des spezifischen Widerstandes: $\log \sigma$ in der $\ln \sigma, \frac{1}{T}$-Ebene für denselben Stoff auf einer Geraden liegen, während r' und C' Materialkonstanten wären. Das Gesetz bewährte sich für die verschiedensten Stoffe in einem recht beträchtlichen Temperaturbereich.

Speziell für Gläser hat Baumeister[1]) die Gültigkeit des Gesetzes untersucht und es zwischen Temperaturen von 200—600° C für verschiedenartige Gläser recht gut bestätigt gefunden.

Die hier ermittelten Kurven nähern sich nur für hohe Temperaturen Geraden an, während sie bei tieferen Temperaturen sehr stark davon abweichen. Setzt man die Gültigkeit dieses Gesetzes voraus, so würde uns die Abweichung von diesen Geraden ein Maß für die Stärke des Nachwirkungsverlustes gegenüber der des Leitungsverlustes sein.

Die von Cohn für Niederfrequenz beobachteten Werte nähern sich schon weit mehr einer Geraden von ungefähr derselben Neigung, wie sie sich aus den für Hochfrequenz für die höchste Temperatur ermittelten Werten ergibt.

Dies ist ohne weiteres verständlich, da die Verringerung des scheinbaren spezifischen Widerstandes durch den Nachwirkungsverlust, „sofern er einem konstanten δ“ entspricht, der Frequenz proportional ist, entsprechend der Formel, d. h. der Einfluß des Nachwirkungsverlustes auf die scheinbare Leitfähigkeit tritt erst bei hohen Frequenzen in Erscheinung; erst da ist die Abweichung der Kurven von Geraden beträchtlich.

Ob die geringe Überschneidung der Kurven bei den höchsten Temperaturen auf Beobachtungsfehler zurückzuführen ist oder ob sie, zumal die Cohnschen Werte für Niederfrequenz in dieselbe Richtung fallen, auf Polarisations- oder ähnliche Erscheinungen zurückzuführen ist, läßt sich nicht ohne weiteres entscheiden.

Dielektrizitätskonstante (s. Tab. I).

Die Dielektrizitätskonstanten konnten nur für die in Plattenform untersuchten Materialien bestimmt werden. Sie ergaben sich aus dem Quotient der gemessenen Kapazität durch den Kapazitätsluftwert.

Der Kapazitätsluftwert konnte leider nicht direkt aus den geometrischen Dimensionen des Kondensators berechnet werden, da die zu diesem Zweck zur Verfügung stehenden Kirchhoffschen Formeln

1) Baumeister, l. c.

nur für kreisförmige Belegungen abgeleitet sind. Es wurde daher so verfahren, daß durch Messung von Platten mit bekannter D. K. ε mit Hilfe der gemessenen Dicke d und Kapazität C die wirksame Fläche F', die sich infolge von Randwirkung und Plattendicke etwas größer als die tatsächliche ergibt, bestimmt wurde:

$$F' = \frac{4\pi C \cdot d}{\varepsilon}$$

Mit diesem Wert für die Fläche wurde dann später die D. K. ermittelt Die D. K. der Eichgläser wurden nach dem bekannten Verfahren[1]) mit kreisförmigen Belegungen und unter Anwendung der exakten Kirchhoffschen Formel bestimmt.

In den Tabellen sind neben den so gefundenen D. K. noch die von früheren Beobachtungen ermittelten angegeben. Die Übereinstimmung liegt im allgemeinen innerhalb 2 %; nur für das Glas 0.1209 ist der Jägersche Wert etwas größer; er würde auch zu den chemisch verwandten Gläsern 0.5970 und 0.2994 nicht stimmen. Beobachtungen von Löwe[2]) und Starke[3]) geben Werte, die zum Teil über den Jägerschen, zum Teil unter dem hier beobachteten Werte liegen. Diese Differenzen wurden von ihnen im Sinne einer Dispersion gedeutet, während Jäger über einen sehr großen Frequenzbereich keinerlei Dispersion auffinden konnte.

In dem hier angewandten Frequenzbereich von $\lambda = 300$ bis 1600 m konnte eine Änderung der D. K. mit Sicherheit nur für Stoffe mit größeren Verlusten beobachtet werden und zwar ausnahmslos in mit der Wellenlänge steigendem Sinne, s. Tab. II. Die entsprechenden Kapazitätsänderungen liegen aber stets noch unter $^1/_2$ %. Auch bei Niederfrequenz wurden Änderungen im selben Sinne beobachtet. Das gleiche verlangt die von Schweidler-Wagnersche Theorie. Es kann daher als höchst wahrscheinlich angenommen werden, daß auch die hier beobachteten sehr kleinen Kapazitätsänderungen allein auf Kosten von Nachwirkungserscheinungen zu setzen sind.

Mit steigender Temperatur zeigte sich eine starke Zunahme der Kapazität auch für die C_r-Werte, bei denen also der Kondensator als Kapazität parallel Widerstand aufgefaßt wurde.

Auch die Zunahme mit der Wellenlänge ist bei den hohen Temperaturen von 400° recht beträchtlich (bis zu 40 % für die C-Werte

1) Jäger, Berliner Diss. 1917 oder Ann. d. Phys. 53, S. 409, 1917.
2) Löwe, Wied. Ann. 66, S. 390, 1899.
3) Starke, Wied. Ann. 60, S. 629, 1897; 61, S. 804, 1897.

zwischen $\lambda = 500$ m und $\lambda = 1600$ m). Hierbei treten allerdings gleichzeitig Verlustwinkel bis zu 60^0 auf, d. h. die Leitungsströme sind von ungefähr gleicher Größe wie die Verschiebungsströme.

Verlustwinkel und Dicke des Dielektrikums.

Zur Prüfung der Frage, ob etwa die Dicke des Dielektrikums infolge der verschiedenen Energiedichte einen Einfluß auf den Verlustwinkel hätte, waren zunächst Kugeln von ganz verschiedener Wandstärke und Größe aus einem Bleiglas vor der Gebläselampe aufgeblasen worden. Die Messungen ergaben aber sehr schwankende Werte, die darauf zurückzuführen waren, daß bei der Verarbeitung vor der Lampe sich Abscheidungen gebildet hatten. Die Versuche wurden daher mit Glimmerplättchen wiederholt. Aus den Plättchen wurde ein Plattenkondensator zusammengebaut, wobei die Zahl der Plättchen zwischen je 2 Belegungen variiert wurde. Der ganze Kondensator wurde dann zwischen Hartgummiplatten und darüber gelegten Messingschienen fest verschraubt, um ein möglichst gutes Anliegen der Kupferfolien und der Glimmerplättchen aneinander zu erzielen. Die Resultate waren folgende:

Plattenzahl in jedem Kondensatorelement	Zahl der parallel geschalteten Elemente	Kapazität cm	Verlustwinkel Min.
6	2	392	0,67
6	6	1030	0,68
2	4	1865	0,60
1	2	1655	0,71

Die Abweichungen von 6″ liegen durchaus innerhalb der Fehlergrenzen. Damit kann aber natürlich über die Wirkung großer Spannungen und Leistungen kein Urteil abgegeben werden.

Zusammenfassung.

I. Zur Bestimmung von Verlustwinkeln von Dielektricis im Hochfrequenzfeld wurde eine Methode ausgearbeitet, die in direktem Vergleich des zu untersuchenden Kondensators mit einem verlustfreien Luftkondensator und vorgeschaltetem Widerstand besteht.

Die Empfindlichkeit der Methode wurde durch eine Kompensationsschaltung für den Thermostrom bedeutend gesteigert, so daß Widerstandsänderungen im Meßkreis von Bruchteilen 0,001 Ohm noch bequem nachgewiesen werden konnten.

Die besten gewöhnlichen technischen Luftkondensatoren zeigen

selbst nach Verbesserung der Isolation und Stromzuführung noch Verlustwinkel von rund 20 Sekunden gegenüber Präzisions-Luftkondensatoren nach Giebe. Nach Herstellung einer Korrektionstabelle für verschiedene Kapazitätseinstellungen lassen sie sich aber zur Messung verwenden. Bequemer sind variable Luftkondensatoren nach Wagner oder Schering und Schmidt, die fast ebenso verlustfrei sind wie die konstanten Giebeschen. Damit wurden die eigentlichen Messungen ausgeführt.

II. Es wurden reine wohl definierte Körper untersucht und Schichten von Luft- oder Klebstoffen zwischen Dielektrikum und Belegung vermieden.

Die gefundenen Verlustwinkel sind im Vergleich zu den bei Niederfrequenzen ermittelten ziemlich klein:

Gläser	zwischen 1,5′ bis 25′
Glas höchster Wert	90′
Quarz	0,4′
Guter Glimmer	0,6′
Preßbernstein	18′
Preßspan	ca. 100′

Eine Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante zwischen $\lambda = 300$ bis 1600 m wurde nur bei Dielektricis mit größerem Verlustwinkel beobachtet, aber auch hier stets unter $^1/_2\,^0/_0$ und zwar in mit der Wellenlänge steigendem Sinne.

Bei Stoffen, die einen großen Verlustwinkel zeigten, wurde sowohl eine Zunahme wie eine Abnahme mit der Frequenz beobachtet, was auf ein Vorwiegen der Nachwirkungs- oder Leitungsverluste hindeutet. Bei kleineren Verlustwinkeln lagen die Abweichungen innerhalb der Fehlergrenzen.

Die Zunahme des Verlustwinkels mit der Temperatur ist für Gläser eine sehr starke. Bei den höchsten beobachteten Temperaturen von etwa 400° kann der Verlust auf reine Leitfähigkeit zurückgeführt werden. Bei Zimmertemperatur würde der aus dem Gleichstromwiderstand berechnete Verlust meist noch weit unter $1\,^0/_0$ des bei Hochfrequenz beobachteten betragen.

An Glimmer wurde die Unabhängigkeit des Verlustwinkels von Plattendicke und Kapazität bestätigt.

An den für diese Arbeit hergestellten Dielektricis sollen später noch die Konstanten für Niederfrequenz und Gleichstrom bestimmt

werden. Mit diesen Zahlen zusammen wird es dann auch möglich sein, eine Prüfung der von Schweidler-Wagnerschen Theorie vorzunehmen.

Die vorstehende Arbeit wurde im Physikalischen Institut der Universität Jena ausgeführt. Es ist mir eine besondere Freude, meinem verehrten Lehrer, Herrn Geheimrat Max Wien, meinen Dank aussprechen zu dürfen für die Zeit, die ich unter seiner Leitung arbeiten durfte und für die liebenswürdige Bereitwilligkeit, mit der er mich bei allen im Verlaufe dieser Arbeit auftretenden Schwierigkeiten unterstützt hat.

Von großem Wert für das Zustandekommen dieser Arbeit war es, daß ich von den Hilfsmitteln des Jenaer Glaswerks und der Firma Carl Zeiss weitgehenden Gebrauch machen konnte.

Selbstanzeigender Wellenmesser.

Von **H. Thurn**-Berlin-Friedenau.

Neben den Resonanz- und Hitzdraht-Wellenmessern spielen heute auch die dynamometrischen Wellenmesser in der drahtlosen Technik eine große Rolle. Ähnlich wie ein Hitzdrahtgerät kann auch das Dynamometer zu einem unmittelbar anzeigenden Wellenmesser ausgebildet werden, wenn man seine beiden festen Spulen in zwei nebeneinander geschaltete Stromkreise legt, deren Wechselstromwiderstände in verschiedener Weise sich mit der Wechselzahl ändern. Das von den Richtspulen erzeugte magnetische Feld zwingt den Kurzschlußanker je nach der Wechselzahl verschiedene Lagen einzunehmen, wobei der Ring sich so einzustellen sucht, daß die Feldwirkung auf ihn einen kleinsten Wert annimmt. Hochfrequenzelektrodynamometer wurden zuerst von Mandelstam und Papalexi als Resonanzanzeiger und zu Dämpfungsmessungen vorgeschlagen und als Frequenzmesser von Weston zur Bestimmung kleinerer Wechselzahlen benutzt. Der Wellenmesser von Seibt[1]) hat durch eine außerordentlich geschickte Ausnutzung einer Reihe von mechanischen und elektrischen Hilfsmitteln die Schwierigkeiten überwunden, auf die man beim Bau von dynamometrischen Hochfrequenzwellenmessern stößt. Der in nachstehendem näher beschriebene dynamometrische Wellenmesser von Scheller[2])

---

1) Vgl. Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum, Berlin 1921, S. 172 ff.

2) Jahrbuch 10, S. 507, 1916.

unterscheidet sich von den anderen dadurch, daß die zwei Wechselstromwiderstände in Reihe geschaltet sind und im Nebenschluß zu ihnen je eine Richtspule liegt. Dieser selbstanzeigende Wellenmesser macht jede Handbedienung überflüssig und gestattet die Ablesung der Wellenlänge an einer Skala in ebenso einfacher Weise, wie es mit Spannung und Strom bei den Volt- und Amperemetern der Fall ist.

Ehe auf die technischen Einzelheiten des Wellenmessers eingegangen wird, sollen zunächst die Grundlagen kurz erörtert werden.

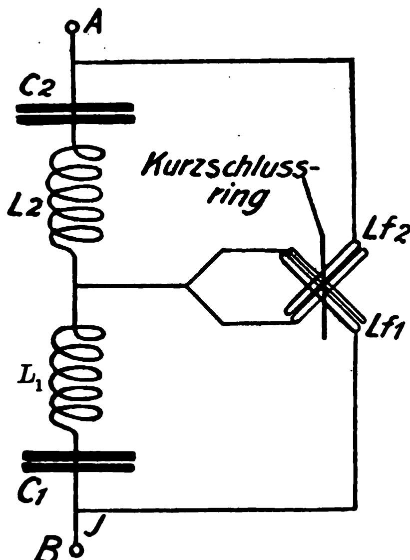


Fig. 1.

Das grundsätzliche Schaltungsschema gibt Fig. 1 wieder. Das System wird mit seinen Anschlüssen A und B unmittelbar in den Schwingungskreis gelegt, dessen Periodenzahl oder Wellenlänge gemessen werden soll. Für den durchfließenden Strom bieten sich zwei Wege. Der Hauptstrom geht durch die Kondensatoren und Spulen $C_2\, L_2\, L_1\, C_1$; entsprechend dem Widerstande, welche der Strom dabei findet, entstehen an den Klemmen von $C_2\, L$ und $C_1\, L_1$ Spannungsunterschiede, die veranlassen, daß ein Bruchteil des Stromes durch die im Nebenschluß liegenden Spulen Lf_2 und Lf_1 seinen Weg sucht.

Lf_1 und Lf_2 sind sog. Richtspulen, welche gemeinsam auf einen frei spielenden Kurzschlußring einwirken und je nach der augenblick-

lichen Stromstärke mehr oder weniger Einfluß auf seine Stellung ausüben.

Die Größe des Richtspulenstromes ist von der Windungszahl der Spulen selbst und der elektrischen Bemessung von $C_1\,L_1\,C_2\,L_2$ abhängig. Ein in einem Wechselstromkreise befindlicher Kondensator bildet einen Widerstand, der um so geringer ist, je größer die Kapazität und je höher die Periodenzahl ist. Entgegengesetzt verhält sich eine Spule im Wechselstromkreis, deren Widerstand mit der Perioden-

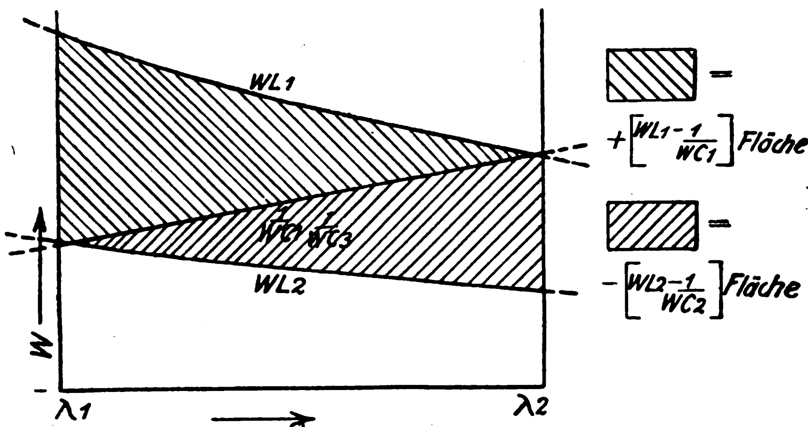


Fig. 2.

zahl abnimmt. Hiernach wirken die in einem Wechselstromkreis liegende Spule und der Kondensator so zusammen, daß nur der Unterschied ihrer Widerstände zur Geltung kommt. Wenn Resonanz vorliegt, nimmt er den Wert 0 an.

In der Fig. 2 sind die Widerstände unter der Annahme aufgetragen, daß $C_1 = C_2$ ist, wie es bei der praktischen Ausführung des Wellenmessers auch der Fall ist. Ferner sind L_1 und L_2 so gewählt, daß bei dem einen Grenzwert des zu messenden Wellenbereiches der Widerstand von $L_1 = C_1$ und bei dem anderen Grenzwert der von $L_2 = C_2$ ist. Die zwischen der C_1 und L_1 liegende (links aufwärts schraffierte) Fläche gibt einen Maßstab für den Widerstand an den Außenklemmen von C_1 und L_1 und der herrschenden Spannung. Ebenso bietet die von der C_2- und L_2-Kurve eingeschlossene (rechts aufwärts schraffierte) Fläche einen Maßstab für den Widerstand bzw. die Spannung an den Klemmen von C_2 und L_2.

Betrachtet man nun die Widerstands- bzw. Spannungskurven von Fig. 2, so sieht man, daß bei der Wellenlänge λ_1 an den Klemmen der Spule $L f_1$ eine Spannung herrscht, die bei Übergang zur Wellenlänge λ_2 den Wert 0 annimmt, dagegen herrscht bei λ_1 an der Richtspule $L f_1$ die Spannung 0, die bei Übergang zu λ_2 dauernd ansteigt. Da nun die durch die Spulen $L f_1$ und $L f_2$ fließenden Ströme eine Folge der Spannung an den Spulenklemmen sind, so entsteht etwa das in Fig. 3 wiedergegebene Strombild. Von λ_1 zu λ_2 steigt der Strom

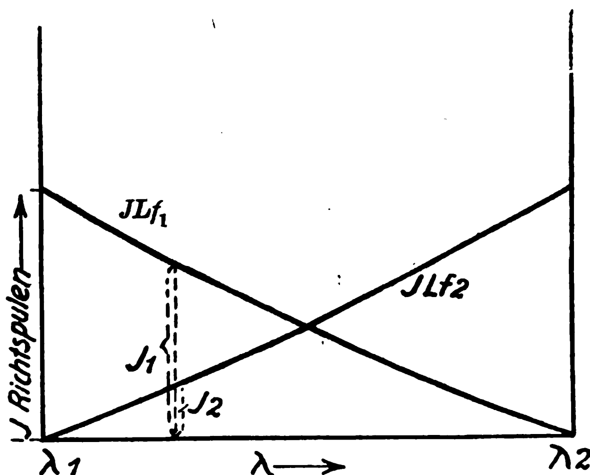


Fig. 3.

in der Spule $L f_2$, während er in der anderen abnimmt. Diese Veränderlichkeit der Stromstärke in Abhängigkeit von der Periodenzahl bildet die Grundlage für das System, indem man die Amperewindungen von $L f_1$ und $L f_2$ auf einen frei spielenden Kurzschlußring wirken läßt. welcher proportional zu den Stromstärken aus den beiden senkrecht zueinander stehenden Spulen herausgestoßen wird.

Ist im Innern einer von Wechselstrom geschlossenen Spule ein Kurzschlußring frei beweglich angebracht, so wird in ihm durch das Wechselfeld der Spule eine elektromotorische Kraft erzeugt, die ihrerseits in dem Ringe einen Wechselstrom hervorruft. Dieser Strom im Kurzschlußring besitzt aber nur eine Phasenverschiebung von 180 Grad gegenüber dem in der Außenspule, d. h. er fließt in jedem Zeitpunkt in entgegengesetzter Richtung. Es findet eine gegenseitige Abstoßung

statt, so daß der Kurzschlußring sich so weit als möglich aus dem Spulenfelde herauszudrehen bestrebt ist. Seine Ebene sucht sich senkrecht zu der Spulenebene zu stellen. Ordnet man dagegen zwei Spulen senkrecht zueinander (Fig. 4) an, welche von ungleichen Strömen durchflossen werden, so findet eine Abstoßung des Kurzschlußringes von beiden statt. Ihr Ring stellt sich dann weder senkrecht zur einen

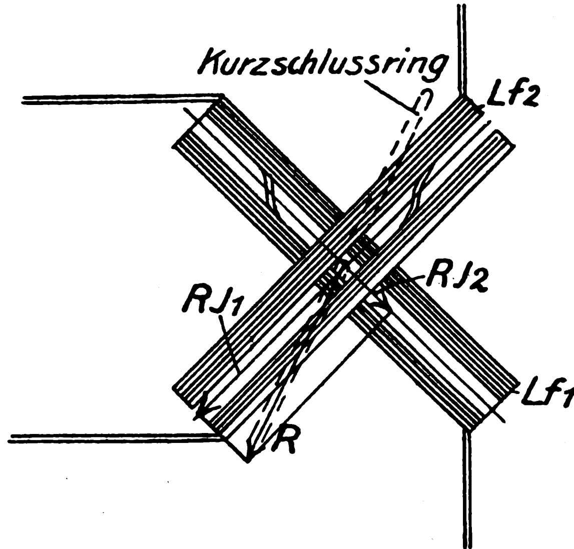


Fig. 4.

noch zur anderen Spulenebene ein, sondern nimmt eine Zwischenstellung ein, wobei das Winkelmaß der Entfernung von den Spulenflächen in umgekehrtem Verhältnis zu den darin fließenden Stromstärken steht. Wenn nun aber die Stromstärken von der Wellenlänge abhängig sind, so wird dies auch auf Einfluß auf die Stellung des Kurzschlußringes sein. Ein mit dem Kurzschlußring in Verbindung stehender, über einer Skala sich bewegender Zeiger nimmt bei jeder Periodenzahl eine andere ganz bestimmte Stellung ein; damit ist also die Möglichkeit zur Ausbildung eines selbstanzeigenden Wellenmessers gegeben.

Während die für die vier Meßbereiche berechneten Spulen und Kondensatoren in einem besonderen Glaskasten eingebaut sind, der mit seinen Außenanschlüssen unmittelbar in die Hochfrequenzleitung gelegt ist, befinden sich die Richtspulen mit dem Kurzschlußring und

der Zeigeranordnung in einem besonderen Gehäuse. Um eine leichte Ablesbarkeit der Skala zu ermöglichen, wird dieser Teil der Apparate oberhalb des Schaltpultes angebracht (vgl. Schlußsatz). Da in den Richtspulen nur ein Strom von höchstens 1 Ampere auftritt, verursacht die dreifache Verbindungsleitung nach dem Glaskasten keinerlei Schwierigkeiten.

Das Gehäuse selbst, dem die Gestalt eines flachen Zylinders mit senkrecht stehender Achse gegeben ist, ist in einen Rahmen ein-

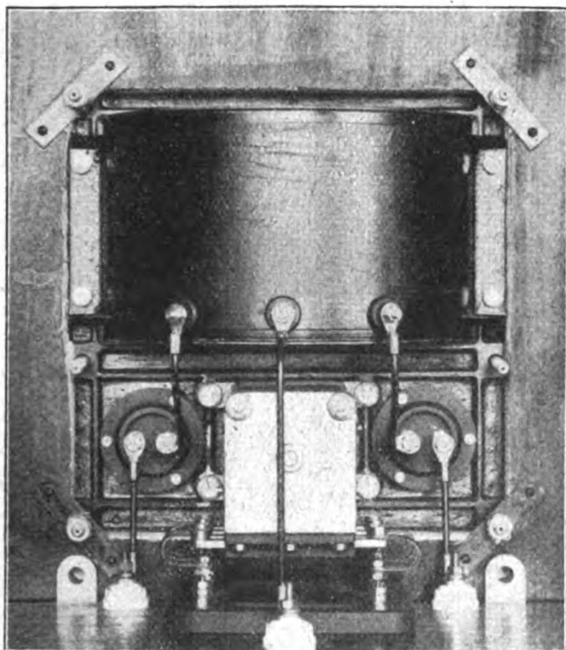


Fig. 5.

gelassen. Um bequem zu der inneren Einrichtung gelangen zu können, sind der obere und untere kreisrunde Deckel des Gehäuses abschraubbar. Auf der Rückseite des Zylinderteiles (Fig. 5) befinden sich drei durch Porzellanisolatoren herausgeführte Leitungsanschlüsse, welche eine gemeinschaftliche und je eine besondere Leitung der beiden Richtspulen bedeuten. Die dem Beschauer zugewandte Seite dagegen ist mit einem der Rundung des Körpers sich anpassenden Fenster ver-

sehen, hinter dem die mit den geeichten Werten versehene Skala sichtbar ist (Fig. 6).

Für jeden durch den Spulenschalter einstellbaren Meßbereich ist eine besondere, durch Farbe gekennzeichnete Skala aufgetragen. Eine kleine in entsprechender Farbe aufleuchtende Glühlampe unterhalb der Skala deutet an, welche von den vier Skalen für die Ablesung des Längenwertes in Frage kommt.

Konzentrisch mit der Achse des Gehäuses ist die des Kurzschlußringes in senkrechter Richtung angeordnet. Zwei am Zwischenboden

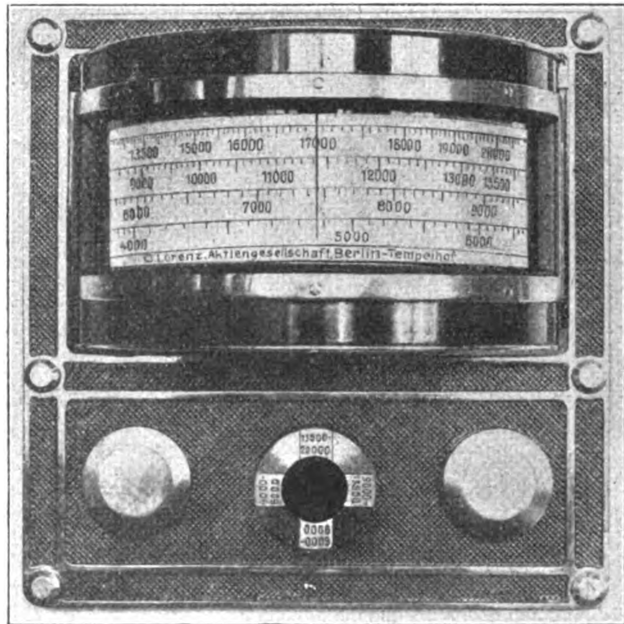


Fig. 6.

angeschraubte Stützen mit einem Querbalken schützen den Kurzschlußring vor Umkippen. Ein im unteren Raume befindliches Lager dient als Stütze der in eine Spitze auslaufenden Achse. Der Kurzschlußring selbst (Fig. 7) ist zur Aufhebung des statischen Momentes gitter- und käfigartig ausgebildet. Um das Gewicht möglichst herabzudrücken, ist er aus Aluminium hergestellt. Nahe am oberen Führungslager sind auf der Achse zwei gegenüberstehende, einen Durchmesser bildende Stäbchen aus Aluminiumrohr aufgesteckt. Ihre Enden

sind senkrecht nach unten gebogen; sie laufen beim Drehen des Kurzschlußringes zwischen Fenster und Skala und bilden so die Zeiger des Instrumentes (Fig. 8 u. 9). Diese Anordnung eines im Durchmesser gegenüberliegenden Zeigerpaares ist deshalb erforderlich, weil die Stellung des Kurzschlußringes nicht eindeutig bestimmt ist. Infolge seiner symmetrischen Gestalt kann der Ring außer der eigentlichen auch eine um 180 Grad verdrehte Lage einnehmen. Würde nur ein einziger Zeiger vorhanden sein, so befände er sich auf der Rückseite des Ge-

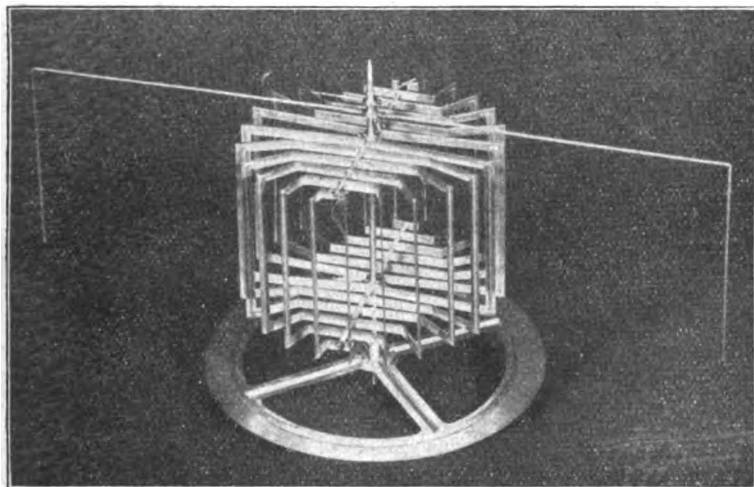


Fig. 7.

häuses und es wäre keine Möglichkeit gegeben, einen Wellenwert abzulesen. In diesem Falle kommt denn der andere Zeiger zur Geltung. Gleichzeitig ist der Vorteil erreicht, daß die Zeigergewichte sich gegenseitig ausgleichen und damit ein den Gang erschwerender einseitiger Lagerdruck vermieden wird.

Außer dem Kurzschlußring und den Zeigern ist mit der Achse noch eine Aluminiumscheibe verbunden. Sie sitzt über den unteren Lagern unterhalb des Zwischenbodens (Fig. 7 u. 8 unten). Um sie herum sind im Kreise eine Anzahl natürlicher Hufeisenmagnete gelagert, welche ungefähr ovale Form besitzen und fast ganz geschlossen sind. Nur ein schmaler Luftspalt unterbricht den Eisenweg des magnetischen Kraftflusses, um den Außenring der Aluminiumscheibe dazwischen durchlaufen zu lassen. Dreht sich nun diese Zeigervorrichtung infolge

seines Drehmomentes, so werden durch die Magnete in der Aluminiumscheibe Energie verbrauchende Kurzschlußströme hervorgerufen, wodurch eine die Bewegung dämpfende Wirkung, ähnlich wie bei einer Wirbelstrombremse, zustande kommt. Damit wird der Zweck erreicht, daß das Zeigersystem, dessen Reibungswiderstand zur Erzielung einer genauen Einstellung auf ein Mindestmaß herabgedrückt sein muß, bei der Einspielung auf den Skalenwert infolge der ihm innewohnenden

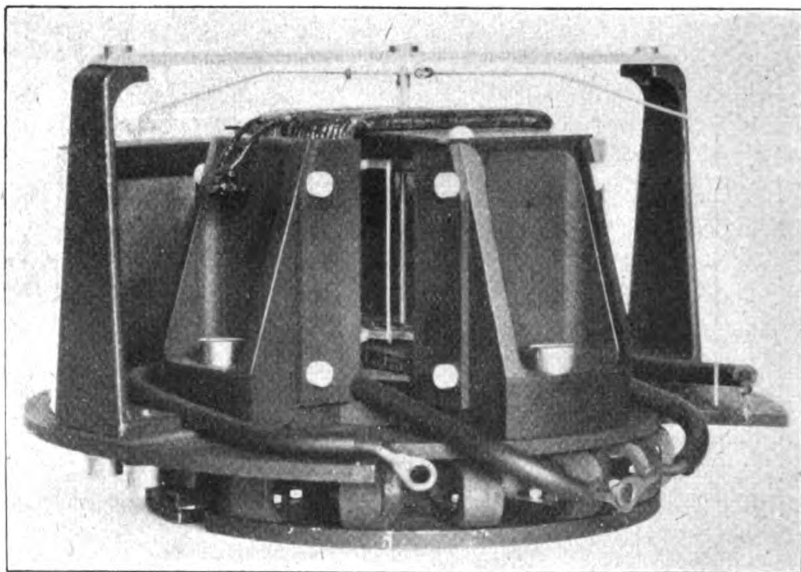


Fig. 8.

Bewegung nicht mehrere Male über den Zielpunkt hinaus pendelt und so ein sofortiges Ablesen unmöglich macht.

Um den Kurzschlußring sind die beiden Richtspulen gelagert. Vier kreuzweise verteilte Hartgummiwinkelstücke sind auf der Oberseite des Zwischenbodens aufgeschraubt. Auf ihren Innenseiten besitzen sie je zwei Führungsnuten, in welche die aus je zwei flach rechteckigen Wicklungsquerschnitten bestehenden Richtspulen eingelassen sind.

Da der Wellenmesser einen Bereich von 4000—20000 m umfaßt, hat man die Wellenskala auf vier Stufen verteilt. Dabei bleiben die Selbstinduktionen L_1 und L_2 konstant und nur die Kondensatoren C_1 und C_2 werden verändert (Fig. 1). Um ferner die Richtspulen vor

einer allzu großen Stromstärke zu schützen, ist es erfordenlich, bei den größeren Wellenlängen ihren induktiven Widerstand durch vorgeschaltete Drosselspulen auf den gewünschten Wert zu erhalten. Die Umschaltung erfolgt automatisch mit derjenigen der Sendespulen.

Schalter, Vorschaltspulen und Abstimmspulen L_1 und L_2 sind in einem Glaskasten vereinigt, wie er für die Sendespulen der mittel-

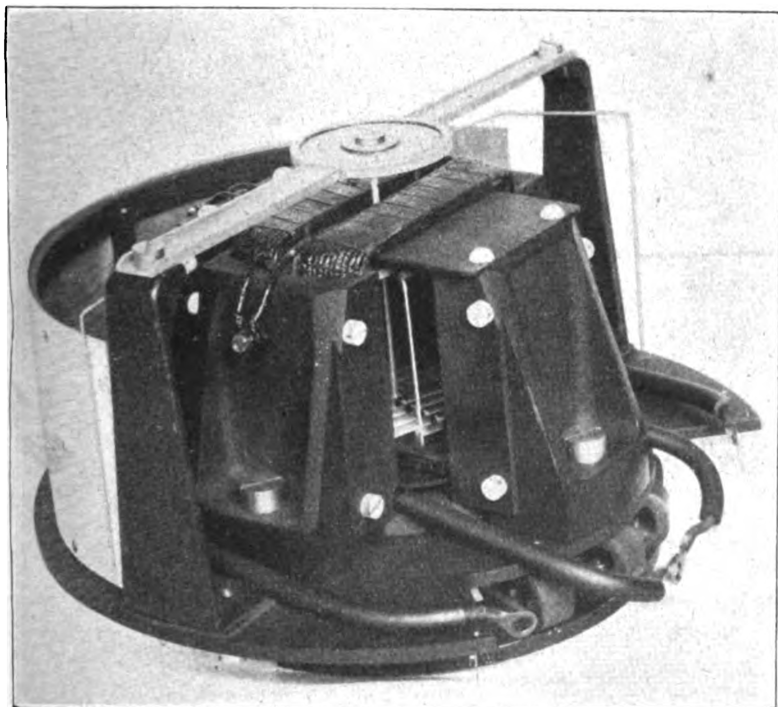


Fig. 9.

großen Poulsenstationen gebräuchlich ist. An der Unterseite eines aufgesetzten Magnaliumdeckels sind sämtliche Einzelteile in hängender Lage befestigt, so daß sie beim Aufsetzen des Deckels auf den Kasten in das Paraffinöl eintauchen (Fig. 10 u. 11).

In der Mitte des Deckels sind zwei Hartgummileisten angehängt, die am oberen und unteren Ende durch je ein Messingblech miteinander verbunden sind. In diesem Messingbleche sind Buchsen eingesetzt, welche als Lager für die beiden mit senkrechter Achse angeordneten

Schaltwalzen dienen. Die Achsen ragen beiderseits heraus und sind zum Fernantrieb mit Kettenrädern versehen. Auf der isolierten Achse der Schalter sind Metallringe, die ihrerseits ebenfalls gegenseitig durch Hartgummiringe voneinander isoliert sind, aufgereiht. Am Anfang derselben sitzen messerartige, der besseren Biegsamkeit wegen geschlitzte Segmente, welche die elektrische Verbindung zwischen den längs der

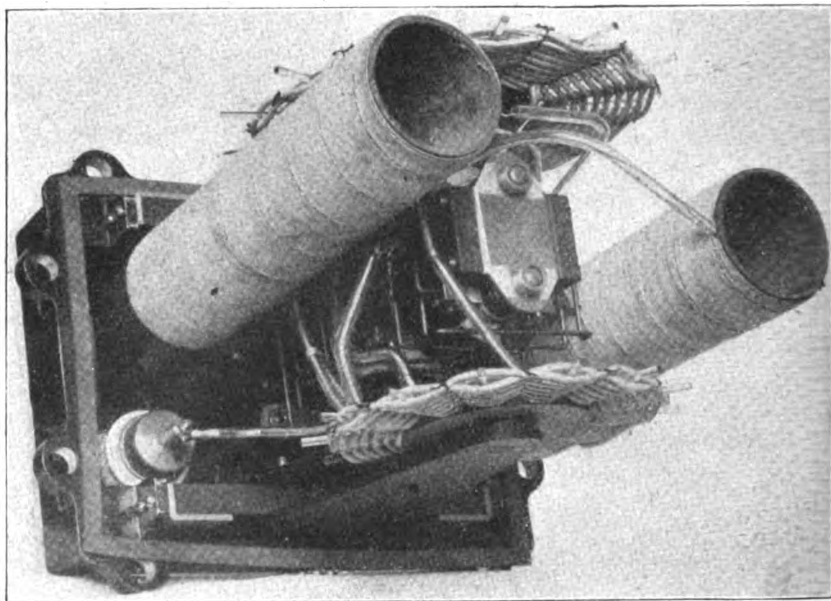


Fig. 10.

Schmalseiten der Hartgummileisten verteilten ebenfalls messerartig geformten Gegenkontakten herstellen. An der den Messern abgewendeten Seite werden mit einer Schlitzmutter die Anschlußdrähte eingeklemmt.

Zu beiden Seiten der Schaltanordnung, fast in diagonaler Richtung des horizontalen Kastenquerschnitts, hängen an dem Deckel die bis auf den Boden des Gefäßes reichenden Vorschaltspulen. Die Wicklung ist teils ein-, teils mehrlagig in drei Stufen auf einen zylindrischen Pertinaxkörper untergebracht. Je nach dem Stufenbereich ist die ganze Spule oder nur ein Teil eingeschaltet. Beim ersten Stufenbereich ist sie ausgeschaltet, da für die kleinen Wellen die Richtspulen genügend eigenen Widerstand haben. Nach den anderen beiden

Seiten, d. h. nach den Längsseiten des Glaskastens zu sind, die in vier Stufen unterteilen Scheibenspulen verlegt, so daß ihre Scheibenfläche mit der Kastenwand parallel und nahe daran liegt. Bei diesen Spulen ist der Litzendraht über radial sitzende Glasstäbe geflechtartig ge-

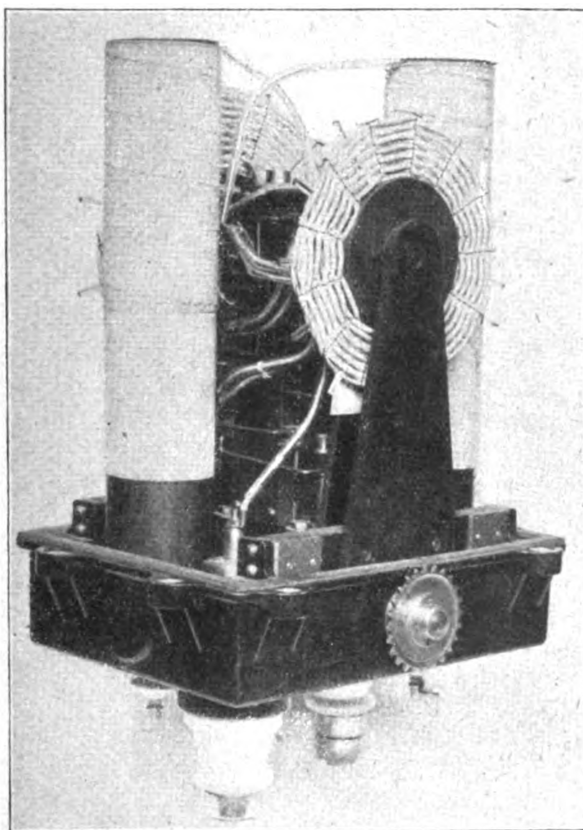


Fig. 11.

wickelt. Neben den Vorschaltspulen, ebenfalls in der anderen diagonalen Richtung, sind in den Deckel weit hervorragende Porzellankörper für die Antennenstromanschlüsse eingesetzt. Durch die Achse der Isolatoren geht ein einzölliges Kupferrohr. Mit Hilfe einer Überwurfmutter wird die Fortsetzung der Leitung angeklemmt. Die Verbindungsstelle ist noch durch eine Sprühschutzkappe gesichert.

Neben diesen Anschlüssen sitzen im Deckel noch zwei weitere für die Verbindungsleitungen mit dem Skalenkörper. Da nur ein Strom von 1 Ampere dabei in Frage kommt, sind sie wesentlich kleiner gebaut.

Die mit C_1 und C_2 in Fig. 1 bezeichneten Kapazitäten werden durch Glimmerkondensatoren gebildet. Die Kapazität beträgt je

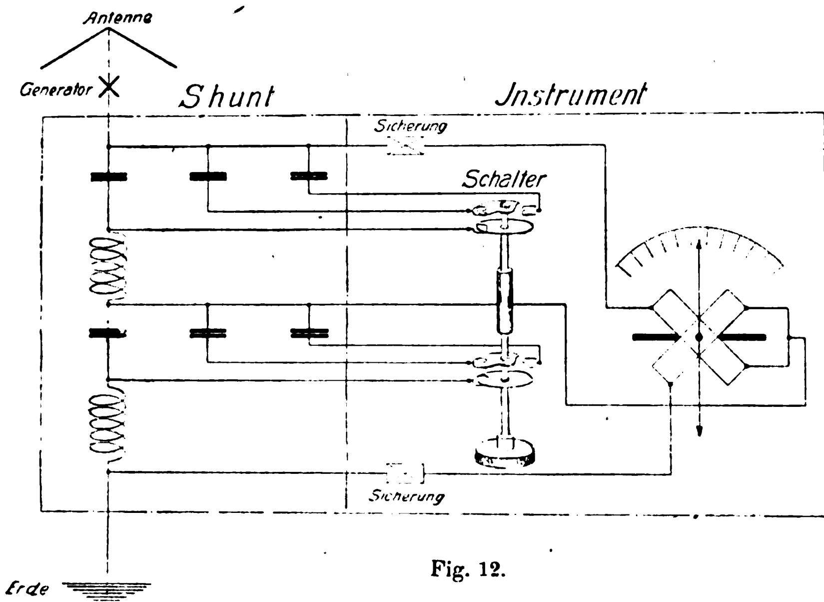


Fig. 12.

100 000 cm. Zur Vermeidung eines zu hohen Spannungsfeldes sind 3 Kondensatoren von je 100 000 cm hintereinander geschaltet; drei solcher Seriengruppen liegen wieder in Parallelschaltung, so daß die Gesamtkapazität sich wieder auf 100 000 cm beläuft.

Fig. 12 zeigt die Einschaltung des Wellenmessers. Soll der Meßbereich erhöht werden, so werden mittels der Schaltwalze S Kapazitäten zugeschaltet.

Für sehr große Stromstärken wird das Instrument nicht mehr direkt eingeschaltet, da dies auf unbequeme Abmessungen des Shunts führen würde, sondern man geht dazu über, auf induktivem Wege dem Shunt nur einen Teil der Sendeenergie zuzuführen.

Der vorstehend beschriebene Wellenmesser wird von der C. Lorenz-A.-G., Berlin-Tempelhof, gebaut und ist u. a. bei der Hauptfunkstelle in Königswusterhausen in Benutzung, woselbst er in der Mitte des Schaltpultes für den großen Poulsensender[1]) Aufstellung gefunden hat.

1) Vgl. Fig 8, S. 211 des Jahrbuches, Bd. 17, Heft 3, 1921.

Referate.

Al. Nasarischwily, Über eine neue Methode der Erzeugung elektromagnetischer ungedämpfter Schwingungen, welche in der Verwendung der elektrostatischen oder magnetischen Eigenschaften der Kathodenstrahlen zu schnellsten Stromunterbrechungen besteht. (Ann. d. Phys. **64**, S. 759—760, 1921.)

Bei einer Braunschen Röhre mit Glühkathode trifft ein Bündel von Kathodenstrahlen von etwa 2 mm Durchmesser statt auf einen Fluoreszenzschirm auf eine Anode von 3 mm Durchmesser. In Serie mit der Batterie und Röhre liegt ein Transformator, dessen zweite Wicklung den Kathodenstrahl elektrostatisch oder elektromagnetisch beeinflußt. Dieser Röhrenstrom, der bei 1800 bis 3500 Volt zwischen 0,3 und 9,7 mA beträgt, wird momentan von der Anode abgelenkt und unterbricht den Strom im Transformator. In einer dritten Wicklung des Transformators werden auf diese Weise ungedämpfte Schwingungen erzeugt, da die Kathodenstrahlen sofort nach der Unterbrechung wieder auftreten und das Spiel wiederholen. Die Einrichtung ist vom Verf. für Überlagerungsempfang benutzt worden. Lü.

H. Stücklen, Über den Einfluß von Wasserdampf auf das Funkenpotential. (Ann. d. Phys. **65**, S. 369—377, 1921.)

Aus den Untersuchungen ergibt sich, daß in verdünnter Luft die minimalen Spuren von Wasserdampf, wie sie von den Wänden eines Glasgefäßes abgegeben werden, genügen, um das Funkenpotential meßbar zu ändern. Da tagelanges Evakuieren mit einer Diffusionspumpe den Wasserdampf nicht beseitigte, wurde versucht, die Wasserhaut auf den Gefäßwandungen durch langes Trocknen mit P_2O_5 und durch langes Pumpen bei dauernder Erhitzung zu beseitigen. Die hygroskopischen Eigenschaften des Glases bleiben aber bei dieser Behandlung bestehen. Das Glas zieht bei einer neuen Glasfüllung alle Feuchtigkeit an sich. Diese störende hygroskopische Eigenschaft nimmt man dem Glase völlig durch Auskochen im Wasser. Die Wasserschicht der Wandung geht dann auf einen so geringen Betrag zurück, daß dieser nach mehrmaliger Evakuierung über P_2O_5 verschwindet. Dieser Zustand bleibt dem Glase auch bei längerem Liegen in freier Luft erhalten, wenn an dem Glas nichts neu verblasen wird. Lü.

F. Banneitz, Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost. (Mitteilung aus dem telegraphentechnischen Reichsamt.)

Der Sender ist im allgemeinen ein Röhrensender von 800 W, der durch ein Tastrelais im Gitterkreis gesteuert wird. Bei dem 5 kW Röhrensender für den Schnellbetrieb mit England liegt das Relais im Gitterkreise eines besonderen Steuersenders. Der Empfänger besteht aus drei abstimmbaren Kreisen mit einer Audionröhre im dritten Kreise. Der verstärkte Empfangsstrom betätigt nach Zwischenschaltung eines besonderen Doppelstromgleichrichters ein Telegraphenrelais von S. & H. Die Aufstellung der Apparate erfolgt so, daß für Sender und Empfänger die jeweils günstigsten Aufstellungsplätze benutzt werden, die beide voneinander und den Maschinentelegraphen örtlich getrennt sind. Diese stehen im Telegraphensaale des Amtes und werden genau wie solche für Drahtverbindung bedient.

Der Maschinentelegraph von Wheatstone wurde zwischen Berlin und Königsberg benutzt. Die Telegramme konnten sicher mit 300 Buchstaben pro Minute übertragen werden, zeitweise sogar mit 500 Buchstaben. Die erstere Geschwindigkeit wird auch zwischen London und Berlin erzielt, doch werden wegen der atmosphärischen Störungen und solchen durch fremde Sender im Durchschnitt 150 Telegramme stündlich verarbeitet.

Der Pendeltelegraph von Siemens & Halske leistet maximal 240 Buchstaben pro Minute, ist prinzipiell für die drahtlose Telegraphie ohne weiteres geeignet, empfiehlt sich jedoch wegen seiner großen mechanischen Empfindlichkeit nicht. Der Hughes-Apparat ist nicht genügend leistungsfähig, der Baudot-Telegraph ist geeignet, jedoch nicht so gut wie der Siemenssche Schnelltelegraph. Bei dem Telegraphen von Stille und dem Radiographon der Telegraphen-Gesellschaft werden die Zeichen entweder auf einem sich bewegenden Stahldraht magnetisch fixiert oder in eine Wachswalze eingeritzt, und können nachher mit geringerer Geschwindigkeit abgehört werden. Die Umständlichkeit des Übersetzens macht sie für den praktischen Telegraphierbetrieb nicht geeignet.

Der Typenschnelldrucktelegraph von Siemens & Halske ergab die besten Ergebnisse. Der Gleichlauf wird nicht häufig gestört. Atmosphärische Einflüsse und fremde Sender ergeben nur falsche Buchstaben. Durch Korrektionszeichen läßt sich der Synchronismus in wenigen Sekunden herstellen. Auf der Strecke Berlin-Leipzig arbeitet eine Siemenssche Schnelltelegraphenanlage täglich mehrere Stunden mit

650 Buchstaben pro Minute und verarbeitet durchschnittlich 150 bis 200 Telegramme pro Stunde. Diese Zahlen beweisen die Brauchbarkeit des Systems, wenn man berücksichtigt, daß die maximale Leistung auf einer guten Drahtverbindung kaum besser ist.

Die Sicherheit der Übertragung leidet bei geringer Empfangslautstärke. Entfernungen bis 300 km kann man mit 1 kW Röhrensender und Schnelltelegraphen sicher überbrücken. Der Schnelltelegraph soll auf den Leitfunkstellen in größeren Städten Deutschlands zur Entlastung und zum Ersatz der Drahtleitungen eingeführt werden. Lü.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Hochfrequenztelegraphie und Telephonie mit und ohne Liniendraht mittels modulierter Trägerwellen.

Das britische Patent 102503 von John Renfrew Carson in New York und der Western Electric Company Ltd. in Westminster (London) betrifft Verfahren und Anordnungen zum elektrischen Signalisieren mittels modulierter Hochfrequenz-Trägerwellen, bei denen ausschließlich reine modulierte Wellen übertragen werden sollen. Solange also keine Signale übertragen werden sollen, wird dabei auch selbsttätig das Aussenden der Trägerwelle verhindert und beim Signalisieren wird nur die modulierte Komponente der Trägerwelle übertragen. Es soll dadurch die Klarheit und Intensität der Sprachübertragung, falls es sich um Telephonie mit oder ohne Leitungsdraht handelt, verbessert und ebenso die Selektionsfähigkeit der Empfangsanordnung erhöht, ein Duplexverkehr ermöglicht und Energie erspart werden. In Fig. 1 ist eine derartige Anordnung für Duplexverkehr dargestellt; die linke Hälfte zeigt die Sendeschaltung, die rechte Seite die Empfangsschaltung. 1 bezeichnet eine beliebige Hochfrequenzquelle, die zur Erzeugung einer ungedämpften Trägerwelle dient, 2 ist eine Mikrophon. Falls es sich um Telegraphie handelt, tritt an Stelle dieses Mikrophons ein Wechselstromerzeuger von Tonfrequenz, der mittels Morsetasters betätigt wird. Mittels des Kopplungstransformators 3, 4 ist der Hochfrequenzgenerator 1, mittels des Transformators 6, 7 der Mikrophon- oder Tonstromkreis 2 mit dem Kreis gekoppelt, der seinerseits mit Hilfe des Kondensators 8 auf die Frequenz der Trägerschwingung (1) abgestimmt ist. 9 und 10 sind zwei einander genau gleiche Vakuumrelaisröhren,

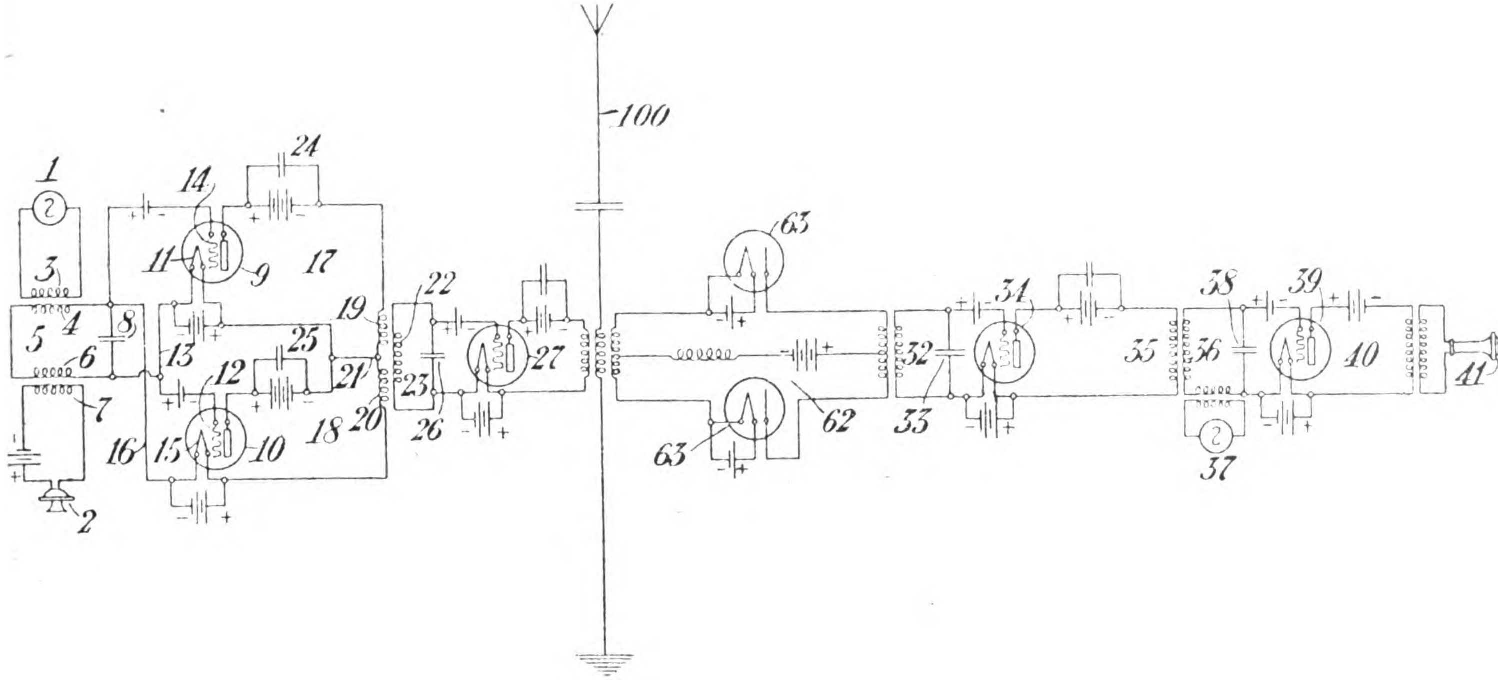

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
62
63
63
100

Fig. 1.

die hier als Modulatoren wirken. Die Glühkathode der Röhre 9 ist mit dem Gitter 12 der Röhre 10 durch den Leitungsdraht 13 und entsprechend die Kathode 15 der Röhre 10 mit dem Gitter 14 der Röhre 9 durch den Leitungsdraht 16 verbunden, 13 und 16 sind je an eine Seite des Kondensators 8 gelegt. Dort tritt die Summe aus der Hochfrequenz- oder Trägerwellenspannung (1) und der Niederfrequenzspannung (2) auf, und diese Potentialdifferenz liegt am Gitter 14 und Kathode 11 der Röhre 9 und in genau entgegengesetzter Phase am Gitter 12 und Kathode 15 der Röhre 10. Infolgedessen werden in den Anodenstromkreisen 17 und 18 der Röhren Pulsströme entsprechender Phase fließen. Der Anodenstromkreis 17 enthält eine Kopplungsspule 19 und der Kreis 18 eine genau gleiche Kopplungsspule 20, während der Leiter 21 beiden Kreisen gemeinsam ist. Die Spulen 19 und 20 sind induktiv so mit einer Sekundärspule 22 gekoppelt, daß Ströme derselben Phase in den Kreisen 17 und 18 sich in ihrer Induktionswirkung auf 22 addieren, während Ströme entgegengesetzter Phase in 17 und 18 einander entgegen wirken und sich in bezug auf die Sekundärspule 22 neutralisieren. Die Anodenstromkreise 17 und 18 enthalten Kondensatoren 24 und 25, durch die die Stromkreise auf eine von der Frequenz der Trägerwellen (1) um die Signalfrequenz oder die mittlere Sprachfrequenz abweichende Frequenz abgestimmt werden können. Durch den Kondensator 26 ist der Kreis 23 auf die gleiche Frequenz abgestimmt. An den Klemmen des Kondensators 26 liegt der Gitterkreis einer Verstärkerröhre 27, deren Anodenkreis mit der Antenne 100 gekoppelt ist.

Die Wirkungsweise der bis hierher beschriebenen Senderanordnung kann folgendermaßen mathematisch interpretiert werden: Angenommen, die Frequenz der Trägerwelle (1) sei $\frac{Q}{2\pi}$. Dann kann diese Welle mathematisch ausgedrückt werden durch A. sin Qt, worin A die Amplitude der Trägerwelle und t die Zeit bedeutet.

Bezeichnet man mit $\frac{P}{2\pi}$ die Frequenz der Signal- oder Tonwelle (2), so kann auch diese durch den Ausdruck $B \cdot \sin(Pt - \varphi)$ dargestellt werden, wie B die Amplitude der Signalwelle, t wiederum die Zeit und φ seinen willkürlichen Phasenwinkel bedeuten. Auf die Gitter der Modulatorröhre 9 und 10 wirkt dann seine Schwingung ein von der Form $v_1 = A \cdot \sin Qt + B \sin(Pt - \varphi)$.

Wenn man nun ganz allgemein die Anodenstromstärke I_1 einer Elektronengitterröhre in Abhängigkeit von der Gitterspannung v_1 durch

eine Potenzreihe darstellt von der Form $I_1 = a v_1 + b v_1^2 + c v_1^3 + \ldots$ in der a, b, c usw. Konstanten bedeuten, die von der Charakteristik der Röhre abhängen, so ergibt sich in der Praxis, daß alle höheren Glieder in dieser Reihe nach dem Gliede der zweiten Potenz $b v_1^2$ in den meisten Fällen vernachlässigt werden können. Da nun die auf das Gitter der einen Modulatorröhre wirkende Wechselspannung gegenüber der auf das Gitter der anderen Modulatorröhre wirkenden Wechselspannung um genau 180^0 verschoben ist, so fallen beim Zusammenarbeiten der beiden Anodenströme in der Sekundärspule 22 die Glieder der ungeraden Potenzen, also hier das Glied $a v_1$ heraus, so daß sich ergibt:

$$\begin{aligned} I_1 &= a v_1 + b v_1^2 \\ I_2 &= -a v_1 + b v_1^2 \\ \hline I_1 + I_2 &= 2 b v_1^2 \end{aligned}$$

Setzt man hierin für v_1 den oben genannten Ausdruck ein, so ergibt sich für die Wirkung in Spule 22 der Ausdruck:

$$I = 2 b [A \cdot \sin Q t + B \sin (P t - \varphi)]^2$$

Ausquadriert und nach bekannten goniometrischen Formeln umgewandelt, ergibt sich:

$$I = 2 b \left[(A \cdot \sin Q t)^2 + A B \cdot \cos \left((Q - P) t + \varphi\right) - A B \cdot \cos \left((Q + P) \cdot t - \varphi\right)\right]$$

oder anders ausgedrückt:

$$I = 2 b (A \sin Q t)^2 + 2 b A B \cdot \cos \left((Q - P) t + \varphi\right) - 2 b A B \cos \left((Q + P) \cdot t - \varphi\right)$$

Nun ist das erste Glied dieses Ausdrucks

$$\begin{aligned} 2 b (A \sin Q t)^2 &= 2 b A^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2 Q t\right) \\ &= b A^2 (1 - \cos 2 Q t) \end{aligned}$$

Dies in den Ausdruck für I eingesetzt, ergibt

$$I = b A^2 (1 - \cos 2 Q t) + 2 b A B \cos \left((Q - P) t + \varphi\right) - 2 b A B \cos \left((Q + P) \cdot t - \varphi\right)$$

Hieraus folgt also:

Die Anodenströme der beiden in entgegengesetzter Phase kombinierten Modulatorröhren 9 und 10 induzieren in der Spule 22 drei ungedämpfte, gleichzeitig auftretende Wechselströme, nämlich:

1. eine Welle der Form $b \cdot A^2 (1 - \cos 2 Q t)$, d. h. einer Welle von der doppelten Frequenz der Trägerwelle,

2. eine Welle der Form $2bAB \cdot \cos((Q-P)t+\varphi)$, d. h. eine Welle, deren Amplitude direkt proportional ist der Amplitude der Signal- oder Tonwelle (B) und deren Frequenz von der der Trägerwelle (Q) um die mittlere Signalfrequenz nach unten abweicht, also eine Welle der Frequenz $\frac{Q-P}{2\pi}$ und

3. eine Welle der Form $2bAB\cos((Q+P)t-\varphi)$, d. h. eine Welle, deren Amplitude ebenfalls direkt proportional ist der Amplitude (B) der Signalwelle und deren Frequenz von derjenigen der Trägerwelle Q um die mittlere Frequenz der Signalwelle nach oben abweicht, also eine Welle der Frequenz $\frac{Q+P}{2\pi}$.

Es ist also ersichtlich, daß in der Spule 22 Ströme von der Frequenz der Trägerwelle Q selbst überhaupt nicht mehr auftreten und daher auch nicht ausgestrahlt werden können, und zwar auch dann, wenn keine Signalfrequenz vorhanden ist. Denn in diesem Falle ist:

$$I = I_1 + I_2 = 2bv_1^2 = 2b(A \cdot \sin Qt)^2$$
$$\text{d. h. } I = bA^2(1-\cos 2Qt)$$

Wird nun beabsichtigt, nur Wellen von der Frequenz $\frac{Q-P}{2\pi}$ oder von der Frequenz $\frac{Q+P}{2\pi}$ auszustrahlen, so werden die Anodenkreise 17 und 18, die dahinterliegenden Kreise, also Kreis 23 und ebenso die Antenne auf diese betreffende modulierte Frequenz abgestimmt. Beabsichtigt man dagegen, beide modulierte Frequenzen $\frac{Q+P}{2\pi}$ und $\frac{Q-P}{2\pi}$ gleichzeitig auszustrahlen, so werden die genannten Kreise und die Antenne auf die Frequenz $\frac{Q}{2\pi}$ abgestimmt und es werden dann auch im Ruhezustand, also wenn keine Signalwellen (2) auftreten, auch keine Trägerwellen ausgestrahlt. Die Welle von der doppelten Frequenz der Trägerwelle $\frac{2Q}{2\pi} = \frac{Q}{\pi}$ kann dann auch niemals ausgestrahlt werden, da für diese die abgestimmten Kreise ebenso wie die Antenne einen fast unendlich großen Widerstand bilden.

Bei der in Fig. 1 dargestellten Schaltung für Duplexbetrieb ist die Senderanordnung (links) und die Empfangsanordnung (rechts) mit derselben Antenne 100 gekoppelt und die Gegenstation ist in genau

gleicher Weise angeordnet. Für einfachen Betrieb fällt auf der Sendestation die erste Hälfte der Schaltung der Fig. 3 fort und auf der zugehörigen Empfangsstation ist die Antenne (im Gegensatz zu Fig. 1) mit der Spule 32 gekoppelt. (Die Wirkung des Zwischensystems 62. 63 ist nur für Duplexbetrieb erforderlich und wird weiter unten beschrieben.) Bei der reinen Empfangsanordnung ist also die Antenne auf die gleiche Frequenz $\left(\frac{Q-P}{2\pi}, \frac{Q}{2\pi} \text{ oder } \frac{Q+P}{2\pi}\right)$ abgestimmt wie die zugehörige Sendestation. Lose gekoppelt mit der Antenne ist dann ein Schwingungskreis 32, der auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist. An den Kondensator 33 dieses Schwingungskreises ist der Gitterkreis der Verstärkerröhre 34 gelegt, deren Anodenkreis 35 lose mit einem zweiten Schwingungskreis 36 gekoppelt ist, der auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist. Mit diesem Kreise 36 ist lose gekoppelt eine Hochfrequenzstromquelle 37, die ungedämpfte Schwingungen von der Frequenz der Trägerquelle (1) $\frac{Q}{2\pi}$ erzeugt. Am Kondensator 38 des Kreises 36 liegt ein Detektor 39, der vorzugsweise eine Vakuumgitterröhre ist, deren Anodenkreis 40 mit dem Telephonempfänger 41 gekoppelt ist. Durch das Zusammenarbeiten der Welle von der Trägerfrequenz, die durch 37 erzeugt wird, mit der empfangenen Komponente der modulierten Welle entstehen im Anodenkreise 40 und daher ebenso in Empfangstelephon 41 Schwingungen, die in lautgetreuer Weise die Signalfrequenz (2) wiedergeben.

Bei Schaltungen für Duplexbetrieb ist noch zwischen die Empfangsantenne und den Gitterkreis 32 die Verstärkerröhre 34 des Systems 62 der Fig. 1 geschaltet, das als Energiebegrenzer wirken soll. Es besteht aus zwei einander gleichen Vakuumventilröhren 63 mit Glühkathode. Die durch das System 62, 63 auf den Empfänger übertragene Energie kann dann einen bestimmten Betrag nicht überschreiten, und wenn dieser durch entsprechende Wahl der Verhältnisse so bemessen ist, daß er die normale Empfangsenergie nicht übersteigt, so kann auch beim Senden mit der gleichen Antenne dieser Betrag niemals für die Empfangschaltung schädlich wirken. Es ist so ein Duplexbetrieb ermöglicht.

An Stelle zweier getrennter Modulatorröhren 9 und 10 kann auch, wie Fig. 2 zeigt, eine einzige Röhre 55 mit einer Glühkathode 52, zwei Gittern 53 und 53′ und zwei Anoden 54 und 54′ verwendet wurden. Die Glühkathode 52 ist dabei mit dem gemeinsamen Punkt zweier einander genau gleicher Spulen 56 und 56′ verbunden, die

ihrerseits mit der Spule 57 des Kreises 58 gekoppelt sind, der die Trägerfrequenz und die Signalfrequenz gemeinsam aufgedrückt werden. Die Anoden 54 und 54′ sind mit genau gleichen Spulen 59 und 59′ verbunden, deren gemeinsamer Punkt durch die Leitungsverbindung 60 mit der Glühkathode 52 verbunden ist. Die Spulen 56 und 56′ sind so gewickelt und mit der Spule 57 gekoppelt, daß die Induktions-

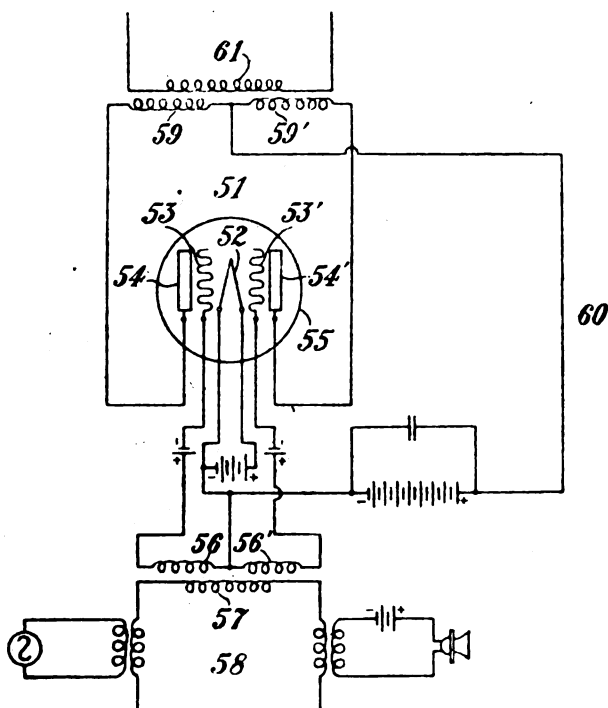


Fig. 2.

wirkung der Spule 57 auf die beiden Gitter 53 und 53′ gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet ist. Die Spulen 59 und 59′ sind so gewickelt, daß die Induktionswirkung der beiden Anodenströme sich addiert. Die Spule 61 des nicht weiter dargestellten Übertragerkreises ist so angeordnet, daß eine Zunahme des Stromes in der Spule 59 und eine gleichgroße Abnahme der Spule 59′ einander in ihrer Wirkung auf die Spule 61 neutralisieren.

Ein Zusatzpatent zu dem eben besprochenen britischen Patent

102503 betrifft das britische Patent 151928 der Western Electric Co. Ltd. in London und des Ralph Vinton Lyon Hartley in New Jersey, V. St. A. Durch diese Verbesserung soll erreicht werden, daß eine vollkommene Ausschaltung jeder Restkomponente erster Potenz $(a v_1)$, die etwa bei nicht vollkommener Identität der Konstanten a der beiden Röhren bei der Gegenschaltung noch übrig geblieben sein könnte, erreicht wird.

Die Schaltung ist in Fig. 8 dargestellt. Zwischen den Arbeitskreis 1 und die Stromquellen für die ungedämpfte Trägerfrequenz 2

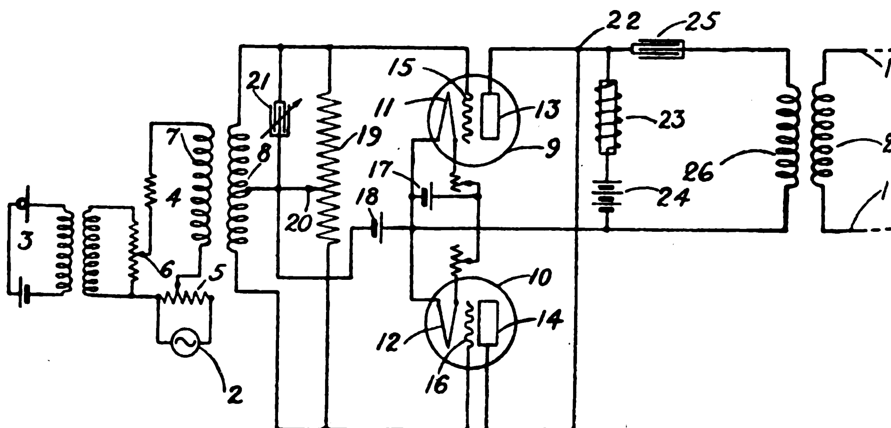


Fig. 8.

und für die Signalfrequenz 3 ist die Modulierungsanordnung geschaltet, die aus den Modulatorröhren 9 und 10 besteht. Den Gittern 15 und 16 derselben werden von den beiden Enden der Spule 8, deren Mitte mit dem gemeinsamen Verbindungspunkt der Kathoden 11 und 12 verbunden ist, Spannungen entgegengesetzter Phase zugeführt, deren Größe durch die Potentiometer 5, 6 und die Primärspule 7 einstellbar sind. 17 ist die gemeinsame Heizbatterie für die Kathoden 11 12 und 18 eine Vorspannbatterie zur Festlegung des Normalpotentials der Gitter 15, 16. Quer zu den Enden der Spule 8 liegt ein Widerstand 19, dessen Gleitkontakt 20 an der gemeinsamen Kathodenleitung liegt. Ein einstellbarer Kondensator 21 liegt parallel zur einen Hälfte der Spule 8. Der Zweck der Teile 19, 20 und 21 ist, die Wirkungen der beiden Hälften der Spule 8 gegeneinander genau auszugleichen, doch sind diese Teile nicht unbedingt erforderlich, sofern die Spule 8

in bezug auf die Kathodenleitung genügend symmetrisch ist. Die Anoden 13 und 14 sind an dem Punkte 22 direkt miteinander verbunden. Von diesem führen zwei Parallelwege zu gemeinsamer Kathodenleitung; der eine derselben enthält die Drosselspule 23 und die Anodenstromquelle 24 und ist ein Stromkreis von wesentlich konstanter Stromstärke, während der andere Zweig einen großen Kondensator und die Primärspule 26 des Ausgangstransformators enthält und als Pfad für die veränderliche Wellenkomponente dient. Die

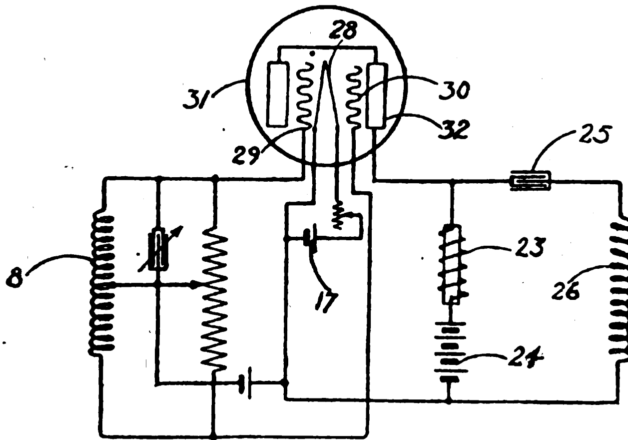


Fig. 4.

Primärspule 26 ist mit der Sekundärspule 27 im Arbeitskreis gekoppelt. Es ist zu beachten, daß die Verbindungsleitung zwischen den Anoden 13 und 14 keinerlei Spulen noch Kondensatoren enthält und daß sie daher keinen Widerstand darstellt. Infolgedessen werden alle Wellenkomponenten im Anodenstromkreis des Elektronenrelais 9, die zu jeder Zeit um 180° gegen diejenigen des Relais 10 verschoben sind, unmittelbar in der Verbindungsleitung 13, 22, 14 aufgehoben. Diejenigen Wellenkomponenten der beiden Röhren jedoch, die gleiche Phase besitzen, treten in den Kreis 25, 26 ein und werden in den Arbeitskreis 1 übertragen. Da die Anodenstromkreise der beiden Röhren 9 und 10 nicht voneinander getrennt sind, sondern als ein einziger Stromkreis von dem gemeinsamen Punkt 22 nach dem gemeinsamen Glühkathodenpunkte betrachtet werden können, ist es klar, daß der Anodenstrom jeder Röhre vollkommen sich zu dem der anderen Röhre

addiert, und daß diese Additionswirkung unabhängig ist von symmetrischen Verhältnissen von Spulen oder dgl.

Da die beiden Anoden und die beiden Kathoden der Röhren direkt miteinander verbunden sind, kann man hier ebenfalls eine Doppelröhre verwenden und erhält dann die Schaltung nach Fig. 4. Dort enthält die Röhre eine Glühkathode 28, zwei Steuergitter 29 und 30 und zwei Anoden 31 und 32, die aus einem Metallstück (Zylinderring) bestehen können, der die Kathode 28 und die Gitter 29 und 30 rings umgibt. Im übrigen ist die Schaltung genau die gleiche wie bei Fig. 3. Die hier als „Modulator" beschriebenen Anordnungen können ebenso als „Demodulatoren" oder Detektoren benutzt werden, wenn die Schwingung im Kreise 3, die empfangen werden soll, eine modulierte Hochfrequenzwelle ist.

Gleichfalls auf das Signalisieren mittels modulierter Hochfrequenzschwingungen bezieht sich das britische Patent 142371 der Western Electric Company Ltd. in Westminster, London, und zwar soll das Problem der „Relaisstationen" oder Zwischenübertragerstationen mittels Trägerwellen gelöst werden. Der Zweck besteht in dem Vermeiden eines „Singens", d. h. von unerwünschten Dauerschwingungen, die infolge Rückwirkung der Senderantenne auf die Empfangsantenne der Zwischenstation eintreten können und oftmals den ganzen Betrieb der Zwischenstation lahmlegen können. Die Erfindung besteht darin, daß, wenn an der Zwischenstation modulierte Hochfrequenzschwingungen, die eine bestimmte Trägerfrequenz besitzen, empfangen werden, diese dann mit örtlich erzeugten Schwingungen kombiniert werden, um die Frequenz der Trägerwellen zu ändern. Infolgedessen können die so geänderten Wellen nicht auf die Empfangsantenne der Zwischenstation zurückwirken, sondern sie bringen nur die nächste Zwischenstation oder die Endstation zum Ansprechen.

Ist P die Frequenz der Trägerwelle und a die Signalfrequenz, mit der diese Trägerrolle moduliert ist, so kann die modulierte Welle in drei einfache ungedämpfte Wellen der Frequenzen P, $P - a$ und $P + a$ aufgelöst werden. a kann dabei eine einzige Frequenz (beim Telegraphieren mit Tonfrequenz) oder ein Frequenzband (beim Telephonieren) sein, welches sich aus allen in der Sprache vorhandenen Frequenzen zusammensetzt. Gemäß der Erfindung wird nun gemäß Fig. 5 mit der Empfangsantenne 1 der Zwischenstation, die entweder auf die Frequenz $P + a$ oder $P - a$ abgestimmt ist, die entsprechende Frequenz aufgenommen, mit den vom Generator 2 erzeugten Schwingungen der Frequenz q kombiniert und auf das Gitter 6 der Modu-

latorröhre 8 übertragen. Infolge der nicht linearen, sondern gekrümmten Charakteristik dieser Modulatorröhre 8 tritt dann die Summe und die Differenz der empfangenen Schwingung und der örtlich erzeugten Frequenz q also z. B. die Frequenz $P + q + a$ auf, die dann durch entsprechende Abstimmung herausgesiebt und in den Verstärkerröhren 18 und 21 verstärkt mittels der Sendeantenne 25 ausgestrahlt werden können. Die auf $P + p + a$ abgestimmte Sendeantenne kann dann auf die auf $P + a$ abgestimmte Empfangsantenne

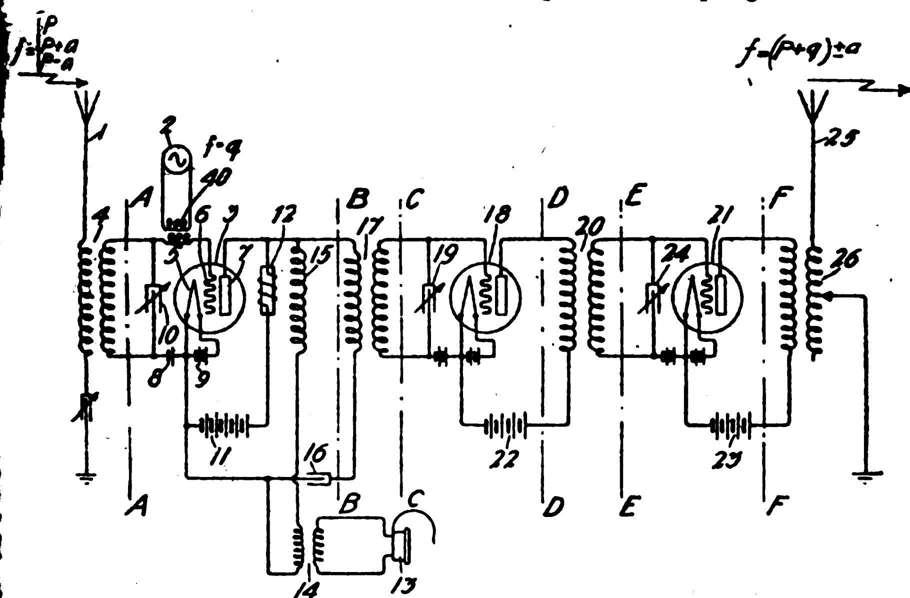


Fig. 5.

derselben Zwischenstation nicht zurückwirken, die Erzeugung von störenden Dauerschwingungen, das sog. Singen, wird dadurch vermieden. Da mit der Empfangsantenne 1, je nach deren Abstimmung, entweder $P + a$ oder $P - a$ empfangen werden können und je nach der Einstellung eine Addition oder eine Subtraktion der Ortsschwingung q und der Empfangsschwingung eintritt, so kann man aus den empfangenen Schwingungen der Frequenz $P + a$ die beiden Frequenzen $q + P + a$ und $q - P - a$ und aus der empfangenen Frequenz $P - a$ die Frequenzen $q + P - a$ und $q - P + a$ erhalten. Gegebenenfalls kann man auch $q = P$ machen, so daß die Trägerfrequenz verdoppelt wird.

Bei mehreren aufeinanderfolgenden Zwischen- oder Relaisstationen kann man, wie in Fig. 6 angedeutet, das Verfahren wiederholen, also die von der Station W her ankommenden, in der Empfangsantenne 1' der Zwischenstation X aufgenommenen modulierten Schwingungen $P \pm a$ mit den Schwingungen q kombinieren, zu $P \pm q \pm a$, diese dann ausstrahlen und in der zweiten Zwischenstation Y mit der Frequenz r kombinieren zu $P \pm q \pm r \pm a$ und diese dann gegebenenfalls in der Endstation Z aufnehmen. Beispielsweise, wenn $P = 40000$,

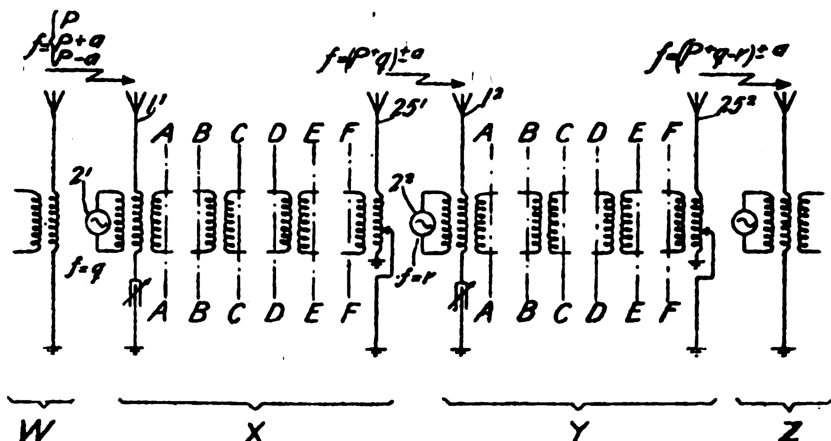


Fig. 6.

$q = 30000$ und $r = 15000$ ist, dann kann X die Frequenz $40000 + a$ empfangen und die Frequenz $70000 + a$ ausstrahlen, während Y die Frequenz $70000 + a$ empfängt und die Frequenz $55000 + a$ ausstrahlt.

Diese Anordnung kann ebensogut auch auf Wellentelegraphie oder Wellentelephonie über Leitungen angewendet werden, wenn dort zur Überbrückung größerer Entfernungen selbsttätige Zwischenstationen verwendet werden sollen.

Auch die britische Patentschrift 130219 der Western Electric Company Ltd.. in Westminster (London) bezieht sich auf Anordnungen zum Modulieren von Hochfrequenzträgerwellen mittels Schwingungen von Signalfrequenz; zwei Ausführungsbeispiele sind in Fig. 7 und 8 dargestellt. Gemäß Fig. 7 ist der Stromkreis des Generators 40 für die Trägerwelle mit dem gemeinsamen Zweig der Gitterstromkreise zweier Vakuumverstärkerröhren 3 und 4 gekoppelt. Der Stromkreis 42 der

Signalströme ist mit der Spule 45 gekoppelt, die quer zu den Kondensatoren 12 und 13 in den Gitterstromkreisen liegt. Die Anodenkreise der Röhren 3 und 4 enthalten Spulen 46 und 47, die auf den Ausgangsstromkreis 50 entgegengesetzt einwirken. In letzteren werden

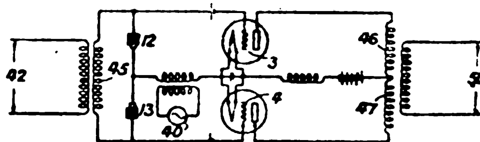


Fig. 7.

also, solange im Signalstromkreise 42 keine Signalströme ankommen, auch keine Hochfrequenzströme von der Trägerfrequenz (40) induziert. Wenn jedoch Signalströme in 42 ankommen, so werden im Ausgangsstromkreis 50 modulierte Hochfrequenzströme induziert. Natürlich

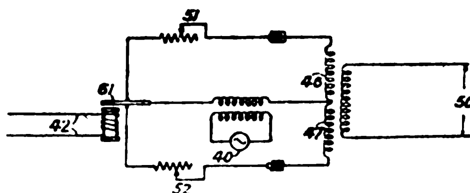


Fig. 8.

kann hier auch die Frequenz der Trägerwellen (40) beliebig gewählt werden. Bei der in Fig. 8 dargestellten Abänderung beeinflussen die Signalströme im Kreise 42 ein Differentialmikrophon 61, so daß in den Parallelstromkreisen 51 und 52 der Widerstand abwechselnd im Rhythmus der Signalfrequenz wächst und abnimmt. Der gemeinsame Teil der Leitung ist mit dem Generator 40 für die Trägerwelle gekoppelt. Die Spulen 46 und 47 in den Kreisen 51 und 52 sind differential mit dem Ausgangskreis 50 gekoppelt. Auch hier ist die Wirkung die gleiche wie bei Fig. 7.

Literaturverzeichnis.

Addey, F., Rad. Rev. 2, 5, S. 226, 1921. Eclipse of the Sun, April 8th, 1921. Effects Produced at Wireless Stations.

Agnew, P. G., Sc. Pap. Bur. Stand. 16, 370, S. 37, 1920. A new form of vibration galvanometer.

Armstrong, Edwin H., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 3, 1921. A New System of Short Wave Amplification.

Arnò, Riccardo, Linc. Rend. (5) 28, 1/2, S. 51, 1919. L'„audion" come rivelatore di azioni elettrostatiche.

Atkinson, Cyril T., Wireless World 8, 26, S. 866, 1920. A Valve Transmitter for the Experimenter.

Austin, Louis W., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 28, 1921. The Relation between Atmospheric Disturbance and Wave Length in Radio Reception.

— ebenda S. 41. The Reduction of Atmospheric Disturbances in Radio Reception.

Ballhatchet, A. V., Model Engineer 44, S. 89, 1921. A Wavemeter.

Bellini, E., Electrician 85, S. 78, 1920. Three Magnetically-Coupled Circuits.

Bernard, J. L., and **L. E. Whittemore,** Aerial Age Weekly 13, 5, S. 105; 6, S. 127; 7, S. 155, 1921. Radio Communication with Postal Aeroplanes.

Beverage, H. H., Gen. El. Rev. 23, S. 807, 1920. Duplex Radiophone Receiver on U. S. S. George Washington.

Blake, E., Wireless World 8, 21, S. 702, 1920. The Alexanderson High Frequency Alternator.

de Bouillane, Rad. Él. 1, S. 280, 325, 1920; S. 443, 1921. Wireless and the Mercantile Marine.

de Burgh Daly, J., and **K. E. Shellohear,** Journ. of physiol. 54, 1/2, S. XVII, 1920. The Use of the thermionic valve with the string galvanometer.

Carson, John R., Phil. Mag. 41, 244, S. 607, 1921. Wave Propagation over Parallel Wires: The Proximity Effect.

Charles, D., Wireless World 8, 23, S. 771, 1920. Photographing Wireless Apparatus.

Clemont, L. M., Ever. Eng. Mag. 9, S. 252, 1920. The Measurement of High Frequency Resistance.

Collo, J. B., Ann. d. Phys. (4) 64, 9, S. 41, 1921. Ein Sender elektrischer Wellen im Innern einer metallischen Hülle.

Coursey, Philip R., Wireless World 8, 20, S. 667, 1920. High-Frequency Currents—their Detection and Measurements.

— ebenda 21, S. 699; 22, S. 731, 1921. Wired Wireless Transmission.

— ebenda 23, S. 761. Relays and Recorders. — I.

— ebenda 24, S. 791. Loud-speaking Telephones.

— ebenda 25, S. 823; 26, S. 857. The Mark III Tuner.

Deniélou, M., L'Aeronautique 1, S. 233, 1920. T. S. F. et navigation aerienne.

Dent, H. B., Wireless World 8, 18, S. 606, 1920. An Early Wireless Telephone Pack Set.

Dewse, C. M., and **C. E. Iredell,** Arch. of radiol. and electrotherap. **25,** 2, S. 33, 1920. The effective resistance of the human body to high-frequency currents.

Eckersley, T. L., Rad. Rev. **2,** 5, S. 231, 1921. The Effect of the Heaviside Layer on the Apparent Direction of Electromagnetic Waves. (Concluded.)

El. World 76, S. 905, 1920. Variometer.

Electrician 86, S. 381, 1921. Modern Marine Wireless Apparatus.

Electricien 52, S. 133, 1921. Extensions to the Nauen Radio Station.

Electricité pour Tous 2, S. 207, 1920. Wireless Telegraphy in the Belgian Congo.

— ebenda **3,** S. 11, 43, 1921. Transocean Radiotelegraphy.

Ettenreich, R., Helios **26,** 51, S. 461, 1920. Glühlampenverstärker für Telephonie und drahtlose Telegraphie.

Ever. Eng. Mag. 10, S. 64, 1920. U. S. Bureau of Standards Long Wave Wavemeter.

Fleming, J. A., Wireless World 8, 20, S. 676; 21, S. 708, 1921. A Four-Electrode Thermionic Detector for Damped or Undamped Electric Oscillations of High or Low Frequency.

Forbes, A. C., Science and Invention 8, S. 757, 780, 1920. A 300 kVA Transmitter at Bolinas, California.

de Forest, L., Exp. Science 1, S. 21, 1920. Setting Up an Amateur Station.

Freeman, V. L., Ever Eng. **9,** S. 354, 1920. A Simple Method of Measuring Inductances at Low Frequencies.

Geagan, P. F., Exp. Sc. **1,** S. 54, 1920. Inductances that Fit.

Gerlach, Walter, Phys. Ztschr. 21, 20, S. 550, 1920. Eine Schaltung zur Eichung von Thermoelementen als Wechselstrommesser.

Grix, W., Helios 27, 13, S. 145, 1921. Geometrische Analyse periodischer Schwingungen.

Grover, Frederick, W., Bull. Bur. Stand. **14,** 4, S. 537, 1919. Additions to the formulas of the calculation of mutual and self inductance.

Hahn, Karl, Ztschr. f. math. u. naturw. Unterr. **51,** S. 262, 11/12, 1920. Die Schwingungsformel der oszillatorischen Entladung im Unterricht.

Harrison, J. E., Wireless World 8, 22, S. 735, 1921. A „Turner“ Valve Relay.

Harrold, J. H. C., Nautical Magazine **105,** S. 309, 1921. Wireless Telegraphy: Its Application and Value to the Marine Service.

Helios 27, 13, S. 154, 1921. (Ref. über Josef Mayer und Leo Högelsberger, E. u. M. **39,** 1, S. 2, 1921.) Großradiostation Deutsch-Altenburg.

Hillers, Wilh., Ztschr. f. math. u. naturw. Unterr. **51,** S. 264, 1920. Die Schwingungsdauer der oszillierenden Entladung im Unterricht.

Hooper, S. C., Proc. U. S. Nav. Inst. **46,** S. 1209, 1920. Ref. Elektrot. Ztschr. **42,** S. 87, 1921. Rad. Él. **1,** S. 507, 1921. Sketch of Present Radio Situation Influence on Tactics and Strategy.

Ison, W., Everyday Science 2, S. 503, 1921. Rome (San Paolo) Station.

Jaffé, George, Ann. d. Phys. (4) **64,** 8, S. 738, 1921. Zur Theorie der Vakuumentladung.

Kinney, E. M., Proc. Eng. Soc. West. Pennsylvania, Febr. 1920. Radio Apparatus for Aircraft and Ground Stations.

Lertes, Peter, Ztschr. f. Phys. 4, 4, S. 472, 1921. Die Elektronenröhre als großer variabler Gleichstromwiderstand.

Lilienfeld, J. E., Ann. d. Phys. (4) **64,** 8, S. 745, 1921. Bemerkung zu Herrn G. Jaffés vorstehender Arbeit: „Zur Theorie der Vakuumentladung."

Limon, F., and **G. Lebaupin,** Électricien **52,** S. 121, 1921. The Reception of Signals on Locomotives.

Lübben, Carl, Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 3, S. 52, 1921. (Sammelreferat neuerer Arbeiten.) Zur Theorie der Koppelungsschwingungen und des Ziehens.

— ebenda S. 71. Erdung bei Antennenanlagen von Groß-Funkenstationen.

Mac Lachlan, N. W., Phil. Mag. **41,** 241, S. 33, 1921. On the Effective Inductance, Effective Resistance and Self-Capacity of Magneto Windings.

Maertens, L. H., Radio Nieuws 4, S. 12, 1921. Radiotelephony in the East Indies.

Marcus, Alexander, Phys. Rev. (2) **17,** 1, S. 1, 1921. Calculation of the amplification constant of the Weagant thermionic vacuum tube.

Martens, F. F., Ztschr. f. Phys. **4,** 3, S. 437, 1921. Wechselstrommessungen an Verstärkerröhren.

Meyer, Edgar, H. Rosenberg et **F. Tank,** Arch. sc. phys. et nat. (5) 2, S. 260, 1920. Sur la mesure de courants photoélectriques à l'aide de tubes renforceurs.

Morgan, J. D., Phil. Mag. **41,** 243, S. 462, 1921. Impulsive Sparking Voltages in small gaps.

Nasarischwily, Al., Ann. de Phys. (4) **64,** 8, S. 759, 1921. Über eine neue Methode der Erzeugung elektromagnetischer ungedämpfter Schwingungen, welche in der Verwendung der elektrostatischen oder magnetischen Eigenschaften der Kathodenstrahlen zu schnellsten Stromunterbrechungen besteht.

Naturwissenschaften 9, 22, S. 432, 1921. Die Bedeutung der Funkentelegraphie für die Geographie, insbesondere die Kartographie.

Parkinson, Carl H., Wireless World 8, 21, S. 721, 1921. A Morse Practice Set.

Payne, J. A., Gen. El. Rev. **23,** S. 804, 1920. Radiophone Transmitter on the U. S. S. George Washington.

Peperkorn, Telegr. u. Fernspr. Techn. **10,** 4, S. 33; 5, S. 55, 1921. Die Erdantenne und ihre Anwendung bei den Funkstellen in Deutsch-Ostafrika während des Weltkrieges.

Pession, G., Rad. Rev. 2, 5, S. 228, 1921. The Measurement of the Effective Height of Aerials: a Special Case.

— Elettrotecnica 8, S. 10, 1921. Capacity of Aerials.

Philips, J., Rad. Nieuws **3,** S. 244, 1920. The New Inductance Coils.

van der Pol, B., Proc. Koninkl. Akad. van Wet. Amsterdam **23,** S. 637, 1921. Discontinuities in the Magnetisation.

Rad. Rev. 2, 5, S. 249, 1921. A New Radiomegaphone.

Research Staff of the General Electric Company, London, Phil. Mag. **41,** 245, S. 685, 1921. The Disappearance of Gas in the Electric Discharge.

Ridpath, C. H. E., Wireless World 8, 22, S. 750, 1921. German Wireless in Baghdad.

Rees, O. C., Rad. News 2, S. 85, 1920. Anti-capacity Windings versus Coil Efficiency.

Roscher, R., Rad. Rev. 2, 5, S. 250, 1921. Nauen and Togoland: A Tragedy of Radio-Telegraphic Development. (Concluded.)

Rosenberg, H., Naturwissenschaften 9, 19, S. 359; 20, S. 389, 1921. Sternphotometrie mit Photozelle und Verstärkerröhre.

Salomonson, J. K. A. W., Proc. Koninkl. Akad. van Wet. Amsterdam 23, S. 613, 1921. The Limit of Sensitiveness of the String Galvanometer.

Sauvé, H., Rad. Él. 1, S. 348, 1920. The Radio Station at Bamako (Soudan).

Science and Invention 8, S. 880, 1920. The Nauen Radio Station.

— ebenda S. 881. Eilvese Radio Station.

Sc. Amer. 124, S. 123, 1921. Ref. Techn. Rev. 9, S. 16, 1921. Remote-control Panel for Radio Stations.

Silent, H. C., Rad. Am. News 1, S. 411, 1920. Banked Winding.

Sinclair, Duncan, Wireless World 8, 24, S. 798, 1921. The Wireless Stations of the British Commercial Airways.

Sleeper, M. B., Ever. Eng. Mag. 9, S. 247, 1920. A Heterodyne Wavemeter for 170 to 21000 Metres.

Smith, J. O., Wireless Age 8, S. 11, März 1921. Thousand-Mile Amateur Radiophone.

Stead, G., Phil. Mag. 41, 243, S. 470, 1921. On the Design of Soft Thermionic Valves.

Stillman, M. H., Bull. Bur. Stand. 13, 4, S. 563, 1917. The damping of waves and other disturbances in mercury.

Székely, Angelika, Wien. Anz. 1921, 1, S. 1. Die Kontaktdetektoren als Meßinstrumente für Wechselströme.

Telegr. and Teleph. Age 39, S. 104, 1921. Radio from Shanghai to Washington.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 4, S. 42, 1921. Abhören und Erdtelegraphie im Kriege. Messungen an Erdantennen.

— ebenda S. 46. Funkentelegraphische Empfangsversuche in Argentinien.

Veenstra, H., Rad. Nieuws 3, S. 331, 1920. Direct Reading Wavemeter.

Wallace, S. T., Wireless World 8, 23, S. 768, 1921. Morse Printing of Wireless Signals.

Welch, E. W., Telegr. and Teleph. Age 39, S. 102, 1921. The Great Pre-War World Wireless Scheme in Germany.

Wheeler, Lynde P., Phys. Rev. (2) 13, 4, S. 298, 1919 Note on the Use of the Hot Cathode Vacuum Tube for the Measurement of Voltage.

Whiddington, R., Wireless World 8, 22, S. 739, 1921. Wireless Valve Circuits as applied to the Measurements of Physical Quantities.

Whipple, R. S., Journ. Inst. El. Eng. 57, Suppl. S. 13, 1920. Some Notes on the Electro-cardiograph.

Whitehead, J. B., and **L. O. Grondahl,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. 39, S. 223, 381. 1920. Ref. Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 4, S. 72, 1921. Submarine Detection and Alternating Magnetic Field.

Williamson, J., Wireless World 8, 26, S. 868, 1921. Wireless Transmission Phenomena.

Wilson, Leon T., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 56, 1921. The Magnetic Behaviour of Iron in Alternating Fields of Frequencies between 100000 and 1500000 Cycles.

Wireless Age 8, S. 10, 1921. Ref. El. World 77, S. 554, 1921. Wireless Railroad Signals.

World Wide Wireless 2, S. 3, 1921. Ref. Elektrot. Ztschr. 42, S. 161, 1921. Japanese Transmitting Station Haranomachi.

Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 4, S. 70, 1921. (Ref. über Phys. Ztschr. 21, 16, S. 417, 1920.) Die Kontaktbildung bei Mikrophonen.

Literatur über das Poulsen-Lichtbogen-System.[1])

Anderle, Fr., „Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie". Leipzig und Wien, 1918. S. 199/274.

Arco, Gg. von, „Die modernen Sender ungedämpfter Schwingungen in der drahtlosen Telegraphie", Jahrb. der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, 1919, Heft 6, S. 558.

Ayrton, W. E., „Note on the Electric Light", „Electrician", Bd. 2, S. 76, 1879. („The Electric Arc", S. 36, London.)

Austin, L. W., „The production of High-Frequency Oscillations from the Electric Arc", „Bull. Bur. Stand", Bd. 3, S. 325—340, 1907.

Barkhausen, H., „Das Problem der Schwingungserzeugung" (113 ff.), Leipzig 1907.

— „Die Erzeugung dauernder Schwingungen durch den Lichtbogen". Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 1, S. 243—262, 1908.

— „Funke oder Lichtbogen?" Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 2, S. 40, 1908.

Benischke, G., „Zur Erklärung der sogenannten ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr. 1906, S. 1212—1213; 1907, S. 69—70, 354.

Blondel, A., „Sur les Phénomènes de l'Arc Chantant", L'Eclairage Electric, T. 44, S. 41—58, 81—104, 1905.

Duddell, W., „On Rapid Variations in the Currents through the Direct Current Arc", Electrician, Bd. 46, S. 269—273, 310—313, 1900; Journ. Inst. El. Eng., Bd. 30, S. 232—261, 1901.

— „The Musical Arc", Electrician, Bd. 51, S. 902, 1903.

— „On the Resistance and Electromotive Forces of the Electric Arc", Phil. Trans. A. 203, S. 305—342. 1904.

Faßbender, H. and **Hupka, E.**, „Nachweis von Schwingungen erster und zweiter Art am Poulsenbogen", Phys. Ztschr., Bd. 14, S. 222—226, 1913.

Fleming, J. A., „Some Observations on the Poulsen Arc as a Means of Obtaining Continuous Electrical Oscillations", Phil. Mag., Bd. 14, S. 254—265, 1907.

Gehrcke, E., „Eine einfache Methode zur Bestimmung des Stromverlaufs hochgespannter Wechselströme", Verhand. Phys. Ges., Bd. 6, S. 176—178, 1904.

— „Glimmlicht Oszillograph", Zeitschrift für Instrumentenkunde, Bd. 25, S. 33—37, 278—280, 1905.

---

1) Vergleiche hierzu den Aufsatz Band 17, S. 194.

Glatzel, Br., „Methoden zur Erzeugung von Hochfrequenzenergie", Helios, Bd. 19, S. 137, 1913.
Granquist, G., „Über die Bedeutung des Wärmeleitungsvermögens der Elektroden bei dem elektrischen Lichtbogen", Nova Acta Reg. Soc. Uppsala (56 ff.), 1903.
— „Über die Periode und die Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung im singenden Flammenbogen", Boltzmann-Festschrift, S. 798—808, 1904.
— „Zur Theorie des elektrischen Lichtbogens", Arkiv f. Math. o. Fys., Bd. 2, No. 17, S. 1—19, 1905.
Hausrath, H., „Verfahren zur Darstellung periodischer Hochfrequenzkurven mit der Braunschen Röhre", Phys. Ztschr., Bd. 12, S. 1044—1046, 1911.
Lange, G., „Beiträge zur Kenntnis der Lichtbogenhysteresis", Diss. Gött., 1909, Annalen der Physik, Bd. 32, S. 589—647, 1910.
Liljeström, A. O., „Ljusbagen som källa för elektriska svängningar" (61 ff.), Uppsala 1908.
Lorenz, C., Hochfrequenzmaschine oder Bogenlampe, 1920.
Mallik, D. N., „Magnetic Rotation of Electric Discharge", phil. Mag. (6), Bd. 16, S. 531—550, 1908.
— „Theory of Electric Discharge in a De La Rive's Tube", Phil. Mag. (6), Bd. 24, S. 500—507, 1912.
Mallik, D. N. and Das, A. B., „Electric Discharge in a Transverse Magnetic Field", Phil. Mag. (6), Bd. 32, S. 50—65, 1916.
Markau, „Die Telephonie ohne Draht", Braunschweig 1912, S. 31—50.
Mathiesen, Untersuchungen über den elektrischen Lichtbogen, insbesondere über den unter Druck befindlichen. Leipzig 1921.
Mayer, E., „Zur Theorie der Lichtbogenschwingungen" in Zeitschrift für Technische Physik, Nr. 1 u. 2, 1921.
Mosler, „Einführung in die moderne drahtlose Telegraphie und ihre praktische Verwendung", Braunschweig 1920, S. 60/68.
Nesper, E., „Über die Erzeugung und Anwendung gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen" in „Verkehrstechnische Woche", 3. Jahrg., Nr. 7.
Ort, K., „Untersuchung der Schwingungsvorgänge des Lichtbogengenerators", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 6, S. 119, 132, 1912.
Pedersen, P. C., „Beiträge zur Theorie der drahtlosen Telephonie", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 5, S. 449—498, 1912.
Peuckert, W., „Neue Wirkungen des Gleichstromlichtbogens", Elektrot. Ztschr. Bd. 22, S. 467, 1901.
Poulsen, V., Danish Patent Number 5590 („Fremgangsmaade Til Frembringelse af Vekselstrømene med højt Svingningstal") 1902.
— „System for Producing Continuous Electric Oscillations", Trans. Int. El. Cong., St. Louis, 1904, Bd. II, S. 963—971.
— „Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen", Elektrot. Ztschr., Bd. 27, S. 1040—1044, 1075, 1906.
— „En Metode til Fremstilling af kontinuerlige elektriske Bøger og disses Anvendelse til traadløs Telegrafi", Fysisk Tidsskrift. Bd. 5, S. 37—52, 1906.
Reich, M., „Über Größe und Temperatur des negativen Lichtbogenkraters", Phys. Zeitschr. Bd. 7, S. 73—89, 1906.

Rein-Wirtz, „Radiotelegraphisches Praktikum", Berlin, 1921, S. 29/40, S. 366/373, 512/515.

Reithoffer, M., „Zur Erklärung der ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr. S. 308–309, 1907.

Ruhmer, E., „Zur Erklärung der sogenannten ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr., S. 69, 1907.

Scheller, O., „Die modernen Sender ungedämpfter Schwingungen in der drahtlosen Telegraphie", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, S. 131, 1920.

Simon, H. Th. and Reich, M., „Tönende Flammen und Flammentelephonie", Phys. Zeitschr., Bd. 3, S. 278–286, 1902. „Über die Erzeugung hochfrequenter Wechselströme und ihre Verwendung zur drahtlosen Telegraphie", Phys. Zeitschr. Bd. 4, S. 364—372, S. 737—742, 1903.

Simon, H. Th., „Über die Dynamik der Lichtbogenvorgänge und über Lichtbogenhysteresis", Phys. Zeitschr. Bd. 6, S. 297—319, 1905.

— „Zur Theorie des selbsttönenden Lichtbogens", Phys. Zeitschr. Bd. 7, S. 433—445, 1906.

— „Über den Lichtbogen bei kleinen Stromstärken". (Nach Versuchen von H. W. Malcolm), Phys. Zeitschr. Bd. 8, S. 471—481, 1907.

— „Über die Wirkung des Magnetfeldes bei der Erregung ungedämpfter Schwingungen mit Hilfe des Lichtbogens", Elektrot. Ztschr. Bd. 28, S. 1232, 1907.

— „Über ungedämpfte elektrische Schwingungen", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 1, S. 16–68, 1908. „Über neuere Methoden der Erzeugung elektrischer Schwingungen", Phys. Zeitschr. Bd. 9, S. 865—874, 1908.

— „Der elektrische Lichtbogen", Leipzig 1911 (52 ff.).

Stark, J., „Die Elektrizität in Gasen" (509 ff.), Leipzig 1902.

— „Zur Kenntnis des Lichtbogens", Ann. d. Phys. Bd. 12, S. 673—713, 1903.

Stark, J., Retschinsky, T. und Schaposchnikoff, A., „Untersuchungen über den Lichtbogen", Ann. d. Phys. Bd. 18, S. 213—251, 1905.

Szivessy, Guido, „Untersuchungen über den Lichtbogen in Schwefelkohlenstoffdampf" im Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, S. 250 ff., 1910.

Thomson, J. J., „Conduction of Electricity trough Gases (S. 566 ff.), Cambridge, 1903.

Thurn, H., „Die Poulsenanlage bei der Hauptfunkstelle in Königswusterhausen" in Telegraphen- und Fernsprechtechnik, 35. 55, 1920.

— „Die Poulsenanlage in Königswusterhausen" im Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Bd. 17, 1921, Heft 3.

Townsend, T. S., „The Diffusion and Mobility of Ions in a Magnetic Field", Proc. Roy. Soc., A Bd. 86, S. 571—577, 1912.

Traubenberg, H. R. v., „Erklärungsversuch der günstigen Wirkung der Magnetanblasung", Elektrot. Ztschr., S. 559, 1907.

Vollmer, K., „Über die Schwankungen der Frequenz und Intensität der Lichtbogenschwingungen", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 3, S. 117—174, 213—249, 1910.

Wagner, K. W., „Über die Erzeugung von Wechselstrom durch einen Gleichstromlichtbogen", Elektrot Ztschr. 1909, S. 30, 603, 627.
— „Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger" (S. 119 ff.), Leipzig 1910.
Willows, B. S., „On the Effect of a Magnetic Field in the Discharge through a Gas", Phil. Mag. (6), Bd. 1, S. 250—260, 1901. „Action of a Magnetic Field on the Discharge through Gas", Phil. Mag. (6), Bd. 9, S. 370—378, 1905.
Wilson, H. A. and **Martyn, G. H.**, „On the Velocity of Rotation of the Electric Discharge in Gases at Law Pressure in a Radial Magnetic Field", Proc. Roy. Soc., A, Bd. 79, S. 417—428, 1907,
Zenneck, J., „Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie", Stuttgart 1913, S. 262—269, 445—447.

„Neue Poulsenstationen am Stillen Ozean usw." in Telegraphen- und Fernsprechtechnik, S. 174, 1918.
„Entwurf von Poulsen-Lichtbogengeneratoren" in Elektrot. Ztschr. S. 796, 1920.
„Der Poulsensender in der Funktelegraphie des Auslandes", Elektrot. Ztschr. S. 834, 1920.
„Der Poulsen-Lichtbogen in der drahtlosen Telegraphie", Elektrot. Ztschr. Bd. 33, S. 389, 1919.
„The Arc Generator as an Engineering Mechanism", The Electrician, Dezember 1920.

Bücherbesprechungen.

L. B. Turner, Wireless Telegraphie and Telephonie, An Outline for Electricae Engineers and others. Cambridge, At the University. Press 1921. 195 Seiten mit 119 Figuren.

Das Buch Turners stellt ein Werk dar, das geeignet erscheint, dem wissenschaftlichen Ingenieur ohne Spezialinteresse für die Hochfrequenztechnik in dies Gebiet einzuführen. Es unterscheidet sich damit von all den populärwissenschaftlichen Büchern, die in großer Zahl in der Nachkriegszeit erschienen sind und ebensowohl von den umfangreichen Spezialwerken, die für den Spezialisten bestimmt sind. Bei diesem Leserkreis kann das Buch mit Recht die aktuellen Kapitel der drahtlosen Telegraphie besonders eingehend behandeln. Die Behandlung des Stoffes ist in 12 Kapitel eingeteilt: Elektromagnetische Strahlung, Schwingungskreise, Erzeugung hochfrequenter Ströme, die Detektoren, die Glühkathoden-Hochvakuumröhre, die Röhre als Verstärker, Detektor und Generator, Drahtlose Telephonie und endlich Verschiedenes. Bei dem geringen Umfang des Buches kann es nicht erschöpfend sein. Interessant und kennzeichnend für den unabhängigen Standpunkt des Autors ist das Vorwort, in dem für diejenigen, die sich mit dem behandelten Stoff eingehender befassen wollen, besonders die englische Übersetzung von Zennecks Buch empfohlen wird.

H. Faßbender.

Esselborn, Lehrbuch der Elektrotechnik, 2 Bände, Leipzig, Verlag von Wilhelm Engelmann, 1920, 681 u. 582 Seiten mit 813 u. 851 Figuren. Preis gebunden M. 72.— plus Teuerungszuschlägen.

Das Lehrbuch will einen Gesamtüberblick über das Gebiet der Elektrotechnik geben. Dies ist heutzutage in einem Werk von mäßigem Umfang ein fast aussichtsloses Ziel. Nicht nur, daß die Elektrotechnik in eine große Anzahl von Spezialgebiete zerfällt und diese an sich viel verschiedener sind als die Spezialgebiete irgendeiner anderen Technik, auch der Standpunkt von dem man die einzelnen Kapitel behandeln will, kann ein sehr verschiedener sein und es wäre falsch, danach zu fragen welcher Standpunkt der richtige ist. Fast alle Kapitel können mit voller Berechtigung ebensowohl von der konstruktiven, der beschreibenden oder der theoretischen Seite behandelt werden. Es ist daher heute nicht mehr möglich, daß einer allein das Gesamtgebiet bearbeitet. Der gesamte Stoff ist in dem vorliegenden Werk von 9 Bearbeitern behandelt worden und zwar sind die Allgemeine Elektrotechnik, die Elektrotechnische Meßkunde und die Elektrischen Maschinen und Apparate von K. Fischer, K. Hohage und G. W. Meyer geschrieben. In einem zweiten Band sind die elektrischen Zentralen, Hochspannungsanlagen, von G. W. Meyer, die elektromotorischen Antriebe von K. Weller und G. W. Meyer, die Beleuchtung von Heintzenberg, das Signalwesen von G. Schmidt und K. Fink, Telegraphie und Fernsprechwesen von G. Schmidt und endlich die drahtlose Telegraphie von Mühlbrett bearbeitet. Jeder Rezensent wird speziell seine Spezialgebiete einer Prüfung unterziehen. Bei einer Durchsicht der mir besonders nahe liegenden Gebiete der Allgemeinen Elektrotechnik, der Elektrotechnischen Meßkunde, der elektrischen Beleuchtung, des Signalwesens, der Telegraphie und Telephonie und der drahtlosen Telegraphie komme ich zu dem Schluß, daß das Ziel, das sich der Herausgeber gestellt hat, auf dem zur Verfügung stehenden Raum das große Gebiet in all seinen Teilen zu behandeln unmöglich erreicht werden kann; jeder wird immer finden, daß gerade seine Gebiete nicht so erschöpfend behandelt sind, wie es im Interesse des Lernenden erwünscht wäre. Aber auch abgesehen von diesem Mangel, dem das Buch durch seinen allzugroß angelegten Inhalt besonders ausgesetzt ist, weist es Mängel in der Darstellung auf, die man bedauern muß. So sollten z. B. Begriffe wie „Kraftlinien" endlich in der elektrotechnischen Literatur verschwinden und durch Feldlinien und Induktionslinien ersetzt werden.

Alles in allem wird das Buch vielen eine Quelle darstellen, aus der sie lernen können. Auch ist die Ausstattung bei mäßigem Preis ausgezeichnet. H. Faßbender.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreise erbeten.)

Das Telegraphentechnische Reichsamt. Organisation und Aufgaben. Das Anwachsen der rein technischen Anforderungen an die Reichspostverwaltung durch die Ausgestaltung des Telegraphen- und Fernsprechwesens, die im letzten Jahrzehnt einen überraschenden Aufschwung genommen haben, sowie durch die Einführung und den Ausbau der funken-

telegraphischen Einrichtungen, haben allmählich eine Zentralbehörde vermissen lassen, die, ohne eine reine Verwaltungsbehörde zu sein, den technischen Bedürfnissen der einzelnen Postbetriebszweige zur Verfügung steht. So wurde das Telegraphentechnische Reichsamt gegründet, und zwar als eine höhere Reichsbehörde, die dem Reichspostministerium untersteht. In diesem Telegraphentechnischen Reichsamt sind all die Stellen vereinigt, die für den technischen Betrieb der postalischen Einrichtungen unentbehrlich sind.

Jetzt wird die Organisation dieser neuen Reichsbehörde veröffentlicht: An der Spitze des Telegraphentechnischen Reichsamts steht ein Präsident mit zwei Abteilungsdirektoren; das Amt wird in acht Abteilungen gegliedert, auf die die einzelnen Aufgaben des neuen Reichsamts verteilt sind, wie z. B. Fernleitungen, Funkwesen, Apparatebau und -beschaffung, Linienbau und Bauzeugbeschaffung. Das Telegraphentechnische Reichsamt hat bei den wichtigen Entwicklungsaufgaben des Betriebes und des Baues der Linien und Apparate mitzuwirken, die Leistungsfähigkeit und Wirtschaftlichkeit der Telegraphen-, Fernsprech- und Funkanlagen durch eigene Forschung und praktische Tätigkeit zu fördern und die Oberpostdirektionen technisch zu beraten, ferner die Aus- und Fortbildung der Telegraphenbeamten zu leiten und zu überwachen Außerdem liegt ihm die Beschaffung der Apparate, der Stromquellen, des Telegraphenbauzeugs und gewisser Gegenstände des Postdienstbedarfs ob, ferner die Übernahme technischer Aufgaben aus dem Gebiete der Post, die von sachverständigen Beamten mit technischer Vorbildung bearbeitet werden müssen. So sind z. B. der Abteilung II wissenschaftliche Versuche und Untersuchungen theoretischer, experimenteller und technischer Art auf dem Gebiete des Telegraphen- und Fernsprechwesens sowie des Funkwesens zugeteilt, während die Abteilung III für die Ausgestaltung und Verbesserung des Fernsprechbetriebs, Schaffung neuer Absatzwege durch mehrfache Schaltungen und die Verbesserung des elektrischen Zustandes der Fernleitungen durch Erhöhung des Induktionsschutzes zu sorgen hat. Die Abteilung IV beschäftigt sich hauptsächlich mit den Aufgaben des Funkwesens und nimmt damit das bisher arbeitende Funkbetriebsamt in sich auf.

Durch eine besondere Verfügung wird die Zusammenarbeit zwischen dem Telegraphentechnischen Reichsamt und den Oberpostdirektionen geregelt, denen durch die neue Behörde eine einwandfreie technische Beratung zuteil werden soll.

Wesentliche Erhöhung der Wörterleistung im Verkehr Nauen—Amerika. Am 5. April d. J. wurde zum ersten Mal die Telegraphiergeschwindigkeit von Nauen nach Amerika von 50 auf 80 Wörter in der Minute stufenweise gesteigert. Am gleichen Tage lief aus Marion die Bestätigung des Telegramms ein, wobei besonders die Exaktheit der Zeichengebung gelobt wurde. Dabei war in Nauen die 400 kW-Anlage mit der Welle 12600 m unter Benutzung eines Wheatstone-Gebers mit normalen Morsezeichen, einem Spezialtastrelais bei Benutzung der neuen Tastdrossel verwendet. Der Empfang geschah in Amerika mit Lichtschreiber.

Bei einer zweiten Schnellsender-Versuchsperiode am 14. April wurde Pressetext mit einer Telegraphiergeschwindigkeit von 80 Wörtern unter denselben Verhältnissen gesendet. Aus der bereits nachmittags eintreffenden Empfangsbestätigung aus Amerika ging wieder hervor, daß die Übermittlung der Telegramme trotz der großen Geschwindigkeit vorzüglich gelungen war. Weitere Versuche stehen bevor.

Persönliches. Prof. Dr. Heinrich Faßbender hat eine Berufung als Nachfolger von Prof. Simons auf dem Lehrstuhl für Elektrotechnik und als Direktor der Abteilung für Elektrotechnik und Mechanik der National-Universität in La Plata angenommen. Er tritt die Ausreise Anfang Januar an.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. September 1921. Heft 3.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender*, ***Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,*** zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Der gegenwärtige Stand der Hochfrequenztelephonie und -telegraphie längs Leitungen in Amerika.

Von Dipl.-Ing. **Elsen.**

Im „Journal of the American Institute of Electrical Engineers“ ist eine Arbeit der Ingenieure E. H. Colpitts und O. B. Blackwell veröffentlicht, die zumal in Deutschland größere Beachtung finden dürfte. Da bisher nur ungenaue Nachrichten zu uns gelangten, ist es zu begrüßen, daß in dieser Arbeit zum ersten Male eine Zusammenstellung der Entwickelung und der gegenwärtige Stand der Hochfrequenztechnik in Amerika gegeben wird.

In einer längeren, weitausholenden Einleitung legen die Verfasser die verschiedenen Verfahren zur Mehrfachausnutzung von bestehenden Telegraphenleitungen dar unter Zugrundelegung von Wechselströmen verschiedener Frequenz nach Eliesha Gray, Bell, von Rysselberghe, Edison und Mercadier. Hierbei wurden in bekannter Weise von den verschiedenen an eine Leitung angeschaltetenen Sendestationen Ströme verschiedener Frequenz ausgesandt. Die empfangenden Apparate waren lediglich mechanisch mit den betr. Frequenzen in Resonanz gebracht.

In den 90er Jahren des vergangenen Jahrhunderts wurde von Pupin, Hutin und Leblanc, John Stonestone an Stelle von mechanischer Resonanz elektrische angewandt.

Gibboney, Hutin und Leblanc und Stone erkannten bald, daß eine Anwendung dieses Systems auf die Telephonie nur möglich ist durch Verwendung von hohen Frequenzen des eigentlichen Trägerstromes (Carrier current) zwecks Erhaltung der Charakteristik des Sprechstromes.

Durch die Entwicklung der drahtlosen Technik wurde dieser Gedanke des Übertragens von Sprechströmen auf Draht mittels hochfrequenter Schwingungen ungeahnt gefördert.

Vreeland benützte 1906 seinen bekannten Oszillator als Generator von Trägerströmen (Carrier). In Deutschland verwandte um 1910 Dr. Ruhmer Poulsongeneratoren als Hochfrequenzerzeuger. Die Aufdrückung der Sprechströme erfolgte durch Mikrophone. Der Empfänger entsprach dem in der drahtlosen Technik damals gebräuchlichen Typ.

1914 ging auch die Bell-Gesellschaft an die Entwicklung eines Hochfrequenzsystems für den öffentlichen Verkehr.

Während des Krieges wurde eine Versuchsanlage: Pittsburgh—Washington mit gutem Erfolge eingerichtet.

Die historische Einleitung der amerikanischen Veröffentlichung muß vom deutschen Standpunkt aus folgendermaßen ergänzt werden.

Eine für die Praxis wirklich geeignete Ausgestaltung der Hochfrequenztelephonie war erst möglich, nachdem brauchbare Verstärkerröhren ausgeführt waren. Schon allein dadurch ist es zu erklären, daß alle Versuche vor dem Krieg im Laboratoriumsstadium stecken blieben und nicht einmal soweit kamen, daß die eigentlichen Probleme dieser neuen Technik richtig erkannt wurden.

Die ersten brauchbaren Apparate für Telephonie und Telegraphie wurden von Faßbender und Habann während des Krieges bei der Technischen Abteilung für Funkergerät konstruiert und im Spätsommer 1918 praktisch erprobt. Nach dem Krieg wurden sowohl von den Deutschen Telephonwerken, als auch von der Telefunkengesellschaft zusammen mit dem Telegraphentechnischen Reichsamt Systeme für die Deutsche Reichspost entwickelt. Auch die Lorenz A.-G. und die Erich Huth G. m. b. H. haben sich mit der Hochfrequenztelephonie beschäftigt. Bezüglich Einzelheiten sei auf die unten angeführte Literatur verwiesen.[1])

Richtlinien bei der Verwendung.

Colpitts und Blackwell gehen in ihrer Arbeit zunächst auf die theoretischen und praktischen Grundlagen ein, auf denen die Hochfrequenztechnik, vor allem die H.-F.-Telephonie auf Leitungen bedeutet.

Es wird zunächst ein Einfachverkehr in nur einer Richtung einschließlich Erzeugung von Hochfrequenzstrom, Sprachaufdrückung beim Sender und Gleichrichtung beim Empfänger besprochen. Im Anschluß hieran wird der Mehrfachverkehr in einer Richtung und ein Einfach- und Zweifachverkehr in beiden Richtungen erörtert. Hierauf folgt die Erläuterung eines Systems, bei dem kein freier, von Sprache unbeeinflußter Hochfrequenzstrom über die Leitung geht und einer besonderen Art von Hochfrequenzerzeugung für dieses System. Zum Schluß werden die oben erwähnten Zwischenverstärker (repeater) und Meßapparate u. dgl. besprochen.

Auf eine Darstellung der Erzeugung von Hochfrequenzströmen haben die Verfasser verzichtet und sie als bekannt vorausgesetzt.

---

1) Vgl. Elektrot. Ztschr. Heft 15, S. 171, 1919; Telegraphen- u. Fernsprech-Technik VIII, S. 29, 1919; Jahrb. f. drahtl. Telegr. 14, S. 451 ff., 1919; Elektrot. Ztschr. S. 383 u. 394, 1919; Elektrot. Ztschr. Heft 8, S. 161, 1920; Elektrot. Ztschr. Heft 29, S. 572, 1920; Jahrb. f. drahtl. Telegr. S. 407 ff., 1920; Telefunken-Zeitschrift Heft 20, S. 5 ff. u. S. 7 ff., Heft 21, S. 63 ff., S. 67 ff.; Monatsblätter des Berliner Bezirksverein deutscher Ingenieure Heft 4, 1920; Elektrot. Anzeiger S. 149 ff., 1920; Elektrot. Anzeiger S. 57 ff., 1920; El. u. Maschinenbau S. 501, 1920; Elektrot. Ztschr. S. 706, 1920; Elektrot. Ztschr. S. 706, 1025 u. 1043, 1920; Königl. Tel.Cirkular Stockholm S. 74 ff. u. S. 89 ff., 1919; Elektrot. Ztschr. S. 1043 ff., 1920; Radio Rev. S. 715, 1920.

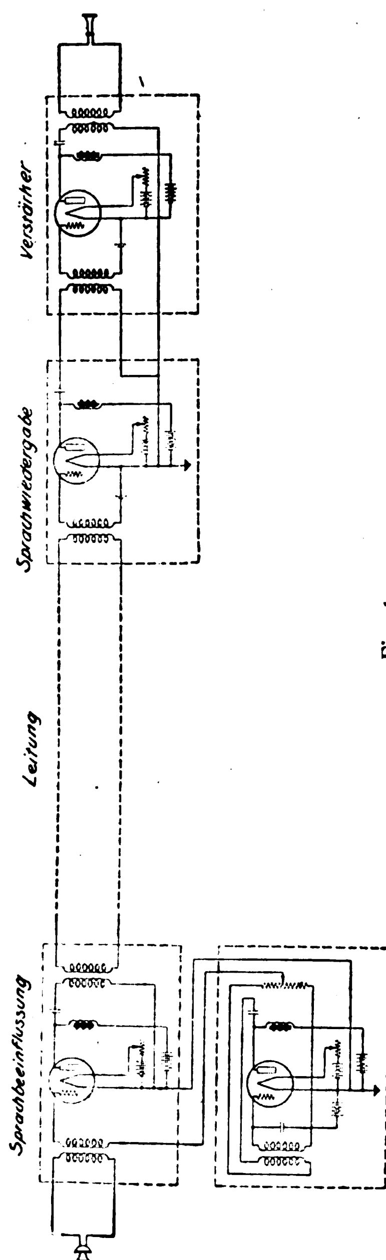


Fig. 1.

Einen größeren Raum in der Arbeit nimmt die Besprechung der Vorgänge bei der Sprachaufdrückung (Modulation) ein (Fig. 1).

Die Verfasser legen an der Hand von mathematischen Beziehungen dar, daß die Übertragung der Sprache auf die Hochfrequenz nicht auf einer eindeutig bestimmten Hochfrequenzwelle stattfindet, sondern auf einem Wellenbereich, der seiner Frequenz nach zwischen den Werten liegt: Hochfrequenzwelle plus 200 bis Hochfrequenz plus 2000 und ferner: Hochfrequenzwelle minus 200 bis Hochfrequenz minus 2000.

Infolge der bekannten Beziehung zwischen Anodenstrom und Gitterspannung (Röhrencharakteristik) ist der abgegebene Anodenstrom nicht direkt proportional den schwankenden Gitterspannungen. Fig. 2 stellt diese Vorgänge dar. Da nicht ohne weiteres zu ersehen ist, welches die Resonanzfrequenz des die Welle nach einer entfernten Station weiter gebenden Kreises ist, so wird zunächst untersucht, welche Teilfrequenzen in der Hochfrequenzwelle (Trägerwelle = carrier) vorhanden und welche davon wichtig sind. In der Niederfrequenztelephonie hat man in analoger Weise durch Analyse der Resonanzkurve einer Sprachwelle festgestellt, welche der Frequenzen wichtig sind und welche vernachlässigt werden können und hat auf Grund der gefundenen

Ergebnisse die Möglichkeit gehabt, die Stromkreise für Sprachübermittlung richtig zu bestimmen. Man fand, daß man eine gute Sprache erhält, wenn die Stromkreise imstande sind, alle Wechselströme, deren Frequenz zwischen 200 bis 2000 Perioden pro Sekunde liegen, zu übertragen. Diese Erfahrungen aus der Niederfrequenztelephonie können ohne weiteres auf das Problem der Hochfrequenztelephonie übertragen werden, wenn bekannt ist, welche Teilfrequenzen in der durch die Sprache beeinflußten Hochfrequenzwelle vorhanden und wichtig sind

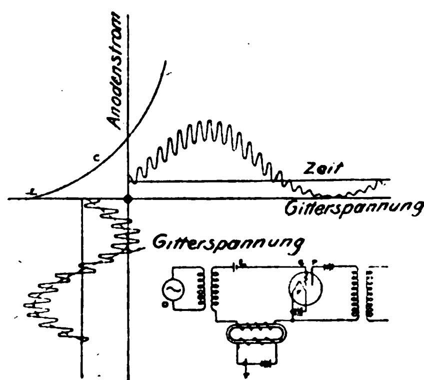


Fig. 2.

und welche Beziehungen zwischen diesen Komponenten und den Teilfrequenzen der Sprechwelle bestehen (siehe die Veröffentlichungen von Carson: Proceeding J. R. E. Vol. 7, page 187, 1919, und van der Bijl: The Termionic Vacuum Tube, 1920, Mc Graw-Hill Book Co., Inc).

Es liege ein sinusförmiger Strom der im Sprechgebiet liegenden Frequenz $\frac{q}{2\pi}$ als zusammengesetzte Sprechwelle vor.[1]) Die Randkurve einer hierdurch beeinflußten Hochfrequenzwelle wird sich offenbar stark einer Sinuslinie nähern und die Stromstärke i_t ist gegeben durch die Gleichung:

$$i_t = P(1 + k \cos q\,t) \cos p\,t$$

Diese Gleichung stellt einen Hochfrequenzstrom von der Frequenz $\frac{p}{2\pi}$ dar, dessen Amplitude sinusförmig zwischen den Werten $(1 - k)P$ und

1) Vgl. hierzu Carl Lübben, Zeitschrift f. Fernmeldetechnik, 2, S. 145, 1921. Die Schriftleitung.

Neben diesen Anschlüssen sitzen im Deckel noch zwei weitere für die Verbindungsleitungen mit dem Skalenkörper. Da nur ein Strom von 1 Ampere dabei in Frage kommt, sind sie wesentlich kleiner gebaut.

Die mit C_1 und C_2 in Fig. 1 bezeichneten Kapazitäten werden durch Glimmerkondensatoren gebildet. Die Kapazität beträgt je

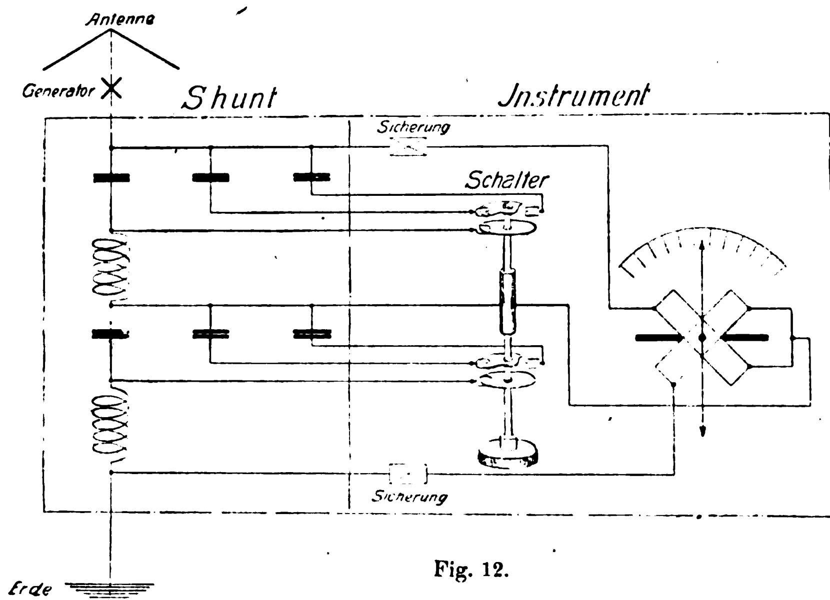


Fig. 12.

100 000 cm. Zur Vermeidung eines zu hohen Spannungsfeldes sind 3 Kondensatoren von je 100 000 cm hintereinander geschaltet; drei solcher Seriengruppen liegen wieder in Parallelschaltung, so daß die Gesamtkapazität sich wieder auf 100 000 cm beläuft.

Fig. 12 zeigt die Einschaltung des Wellenmessers. Soll der Meßbereich erhöht werden, so werden mittels der Schaltwalze S Kapazitäten zugeschaltet.

Für sehr große Stromstärken wird das Instrument nicht mehr direkt eingeschaltet, da dies auf unbequeme Abmessungen des Shunts führen würde, sondern man geht dazu über, auf induktivem Wege dem Shunt nur einen Teil der Sendeenergie zuzuführen.

Der vorstehend beschriebene Wellenmesser wird von der C. Lorenz-A.-G., Berlin-Tempelhof, gebaut und ist u. a. bei der Hauptfunkstelle in Königswusterhausen in Benutzung, woselbst er in der Mitte des Schaltpultes für den großen Poulsensender[1]) Aufstellung gefunden hat.

1) Vgl. Fig 8, S. 211 des Jahrbuches, Bd. 17, Heft 3, 1921.

Referate.

Al. Nasarischwily, Über eine neue Methode der Erzeugung elektromagnetischer ungedämpfter Schwingungen, welche in der Verwendung der elektrostatischen oder magnetischen Eigenschaften der Kathodenstrahlen zu schnellsten Stromunterbrechungen besteht. (Ann. d. Phys. **64**, S. 759—760, 1921.)

Bei einer Braunschen Röhre mit Glühkathode trifft ein Bündel von Kathodenstrahlen von etwa 2 mm Durchmesser statt auf einen Fluoreszenzschirm auf eine Anode von 3 mm Durchmesser. In Serie mit der Batterie und Röhre liegt ein Transformator, dessen zweite Wicklung den Kathodenstrahl elektrostatisch oder elektromagnetisch beeinflußt. Dieser Röhrenstrom, der bei 1800 bis 3500 Volt zwischen 0,3 und 9,7 mA beträgt, wird momentan von der Anode abgelenkt und unterbricht den Strom im Transformator. In einer dritten Wicklung des Transformators werden auf diese Weise ungedämpfte Schwingungen erzeugt, da die Kathodenstrahlen sofort nach der Unterbrechung wieder auftreten und das Spiel wiederholen. Die Einrichtung ist vom Verf. für Überlagerungsempfang benutzt worden. Lü.

H. Stücklen, Über den Einfluß von Wasserdampf auf das Funkenpotential. (Ann. d. Phys. **65**, S. 369—377, 1921.)

Aus den Untersuchungen ergibt sich, daß in verdünnter Luft die minimalen Spuren von Wasserdampf, wie sie von den Wänden eines Glasgefäßes abgegeben werden, genügen, um das Funkenpotential meßbar zu ändern. Da tagelanges Evakuieren mit einer Diffusionspumpe den Wasserdampf nicht beseitigte, wurde versucht, die Wasserhaut auf den Gefäßwandungen durch langes Trocknen mit P_2O_5 und durch langes Pumpen bei dauernder Erhitzung zu beseitigen. Die hygroskopischen Eigenschaften des Glases bleiben aber bei dieser Behandlung bestehen. Das Glas zieht bei einer neuen Glasfüllung alle Feuchtigkeit an sich. Diese störende hygroskopische Eigenschaft nimmt man dem Glase völlig durch Auskochen im Wasser. Die Wasserschicht der Wandung geht dann auf einen so geringen Betrag zurück, daß dieser nach mehrmaliger Evakuierung über P_2O_5 verschwindet. Dieser Zustand bleibt dem Glase auch bei längerem Liegen in freier Luft erhalten, wenn an dem Glas nichts neu verblasen wird. Lü.

F. Banneitz, Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost. (Mitteilung aus dem telegraphentechnischen Reichsamt.)

Der Sender ist im allgemeinen ein Röhrensender von 800 W, der durch ein Tastrelais im Gitterkreis gesteuert wird. Bei dem 5 kW Röhrensender für den Schnellbetrieb mit England liegt das Relais im Gitterkreise eines besonderen Steuersenders. Der Empfänger besteht aus drei abstimmbaren Kreisen mit einer Audionröhre im dritten Kreise. Der verstärkte Empfangsstrom betätigt nach Zwischenschaltung eines besonderen Doppelstromgleichrichters ein Telegraphenrelais von S. & H. Die Aufstellung der Apparate erfolgt so, daß für Sender und Empfänger die jeweils günstigsten Aufstellungsplätze benutzt werden, die beide voneinander und den Maschinentelegraphen örtlich getrennt sind. Diese stehen im Telegraphensaale des Amtes und werden genau wie solche für Drahtverbindung bedient.

Der Maschinentelegraph von Wheatstone wurde zwischen Berlin und Königsberg benutzt. Die Telegramme konnten sicher mit 300 Buchstaben pro Minute übertragen werden, zeitweise sogar mit 500 Buchstaben. Die erstere Geschwindigkeit wird auch zwischen London und Berlin erzielt, doch werden wegen der atmosphärischen Störungen und solchen durch fremde Sender im Durchschnitt 150 Telegramme stündlich verarbeitet.

Der Pendeltelegraph von Siemens & Halske leistet maximal 240 Buchstaben pro Minute, ist prinzipiell für die drahtlose Telegraphie ohne weiteres geeignet, empfiehlt sich jedoch wegen seiner großen mechanischen Empfindlichkeit nicht. Der Hughes-Apparat ist nicht genügend leistungsfähig, der Baudot-Telegraph ist geeignet, jedoch nicht so gut wie der Siemenssche Schnelltelegraph. Bei dem Telegraphen von Stille und dem Radiographon der Telegraphen-Gesellschaft werden die Zeichen entweder auf einem sich bewegenden Stahldraht magnetisch fixiert oder in eine Wachswalze eingeritzt, und können nachher mit geringerer Geschwindigkeit abgehört werden. Die Umständlichkeit des Übersetzens macht sie für den praktischen Telegraphierbetrieb nicht geeignet.

Der Typenschnelldrucktelegraph von Siemens & Halske ergab die besten Ergebnisse. Der Gleichlauf wird nicht häufig gestört. Atmosphärische Einflüsse und fremde Sender ergeben nur falsche Buchstaben. Durch Korrektionszeichen läßt sich der Synchronismus in wenigen Sekunden herstellen. Auf der Strecke Berlin-Leipzig arbeitet eine Siemenssche Schnelltelegraphenanlage täglich mehrere Stunden mit

650 Buchstaben pro Minute und verarbeitet durchschnittlich 150 bis 200 Telegramme pro Stunde. Diese Zahlen beweisen die Brauchbarkeit des Systems, wenn man berücksichtigt, daß die maximale Leistung auf einer guten Drahtverbindung kaum besser ist.

Die Sicherheit der Übertragung leidet bei geringer Empfangslautstärke. Entfernungen bis 300 km kann man mit 1 kW Röhrensender und Schnelltelegraphen sicher überbrücken. Der Schnelltelegraph soll auf den Leitfunkstellen in größeren Städten Deutschlands zur Entlastung und zum Ersatz der Drahtleitungen eingeführt werden. Lü.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Hochfrequenztelegraphie und Telephonie mit und ohne Liniendraht mittels modulierter Trägerwellen.

Das britische Patent 102503 von John Renfrew Carson in New York und der Western Electric Company Ltd. in Westminster (London) betrifft Verfahren und Anordnungen zum elektrischen Signalisieren mittels modulierter Hochfrequenz-Trägerwellen, bei denen ausschließlich reine modulierte Wellen übertragen werden sollen. Solange also keine Signale übertragen werden sollen, wird dabei auch selbsttätig das Aussenden der Trägerwelle verhindert und beim Signalisieren wird nur die modulierte Komponente der Trägerwelle übertragen. Es soll dadurch die Klarheit und Intensität der Sprachübertragung, falls es sich um Telephonie mit oder ohne Leitungsdraht handelt, verbessert und ebenso die Selektionsfähigkeit der Empfangsanordnung erhöht, ein Duplexverkehr ermöglicht und Energie erspart werden. In Fig. 1 ist eine derartige Anordnung für Duplexverkehr dargestellt; die linke Hälfte zeigt die Sendeschaltung, die rechte Seite die Empfangsschaltung. 1 bezeichnet eine beliebige Hochfrequenzquelle, die zur Erzeugung einer ungedämpften Trägerwelle dient, 2 ist eine Mikrophon. Falls es sich um Telegraphie handelt, tritt an Stelle dieses Mikrophons ein Wechselstromerzeuger von Tonfrequenz, der mittels Morsetasters betätigt wird. Mittels des Kopplungstransformators 3, 4 ist der Hochfrequenzgenerator 1, mittels des Transformators 6, 7 der Mikrophon- oder Tonstromkreis 2 mit dem Kreis gekoppelt, der seinerseits mit Hilfe des Kondensators 8 auf die Frequenz der Trägerschwingung (1) abgestimmt ist. 9 und 10 sind zwei einander genau gleiche Vakuumrelaisröhren,

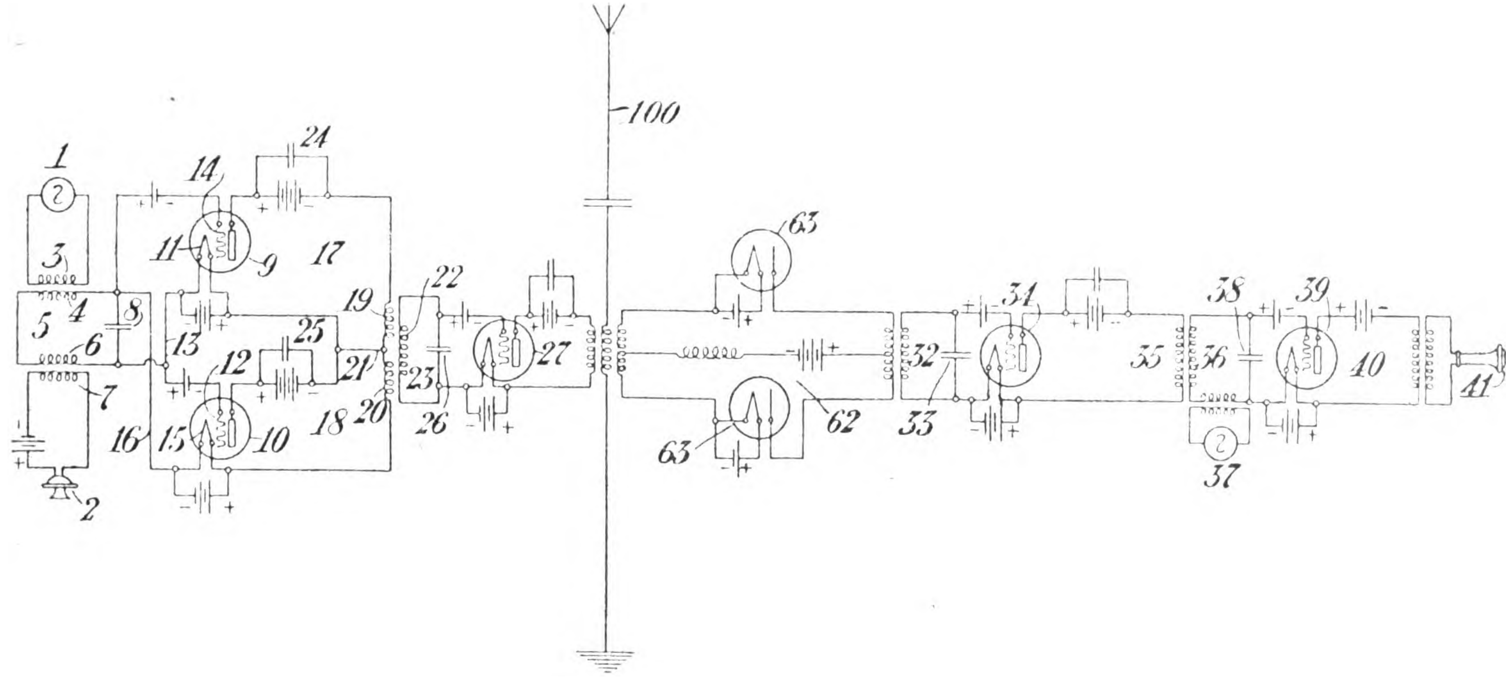

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
62
63
63
100

Fig. 1.

die hier als Modulatoren wirken. Die Glühkathode der Röhre 9 ist mit dem Gitter 12 der Röhre 10 durch den Leitungsdraht 13 und entsprechend die Kathode 15 der Röhre 10 mit dem Gitter 14 der Röhre 9 durch den Leitungsdraht 16 verbunden, 13 und 16 sind je an eine Seite des Kondensators 8 gelegt. Dort tritt die Summe aus der Hochfrequenz- oder Trägerwellenspannung (1) und der Niederfrequenzspannung (2) auf, und diese Potentialdifferenz liegt am Gitter 14 und Kathode 11 der Röhre 9 und in genau entgegengesetzter Phase am Gitter 12 und Kathode 15 der Röhre 10. Infolgedessen werden in den Anodenstromkreisen 17 und 18 der Röhren Pulsströme entsprechender Phase fließen. Der Anodenstromkreis 17 enthält eine Kopplungsspule 19 und der Kreis 18 eine genau gleiche Kopplungsspule 20, während der Leiter 21 beiden Kreisen gemeinsam ist. Die Spulen 19 und 20 sind induktiv so mit einer Sekundärspule 22 gekoppelt, daß Ströme derselben Phase in den Kreisen 17 und 18 sich in ihrer Induktionswirkung auf 22 addieren, während Ströme entgegengesetzter Phase in 17 und 18 einander entgegen wirken und sich in bezug auf die Sekundärspule 22 neutralisieren. Die Anodenstromkreise 17 und 18 enthalten Kondensatoren 24 und 25, durch die die Stromkreise auf eine von der Frequenz der Trägerwellen (1) um die Signalfrequenz oder die mittlere Sprachfrequenz abweichende Frequenz abgestimmt werden können. Durch den Kondensator 26 ist der Kreis 23 auf die gleiche Frequenz abgestimmt. An den Klemmen des Kondensators 26 liegt der Gitterkreis einer Verstärkerröhre 27, deren Anodenkreis mit der Antenne 100 gekoppelt ist.

Die Wirkungsweise der bis hierher beschriebenen Senderanordnung kann folgendermaßen mathematisch interpretiert werden: Angenommen, die Frequenz der Trägerwelle (1) sei $\frac{Q}{2\pi}$. Dann kann diese Welle mathematisch ausgedrückt werden durch $A . \sin Qt$, worin A die Amplitude der Trägerwelle und t die Zeit bedeutet.

Bezeichnet man mit $\frac{P}{2\pi}$ die Frequenz der Signal- oder Tonwelle (2), so kann auch diese durch den Ausdruck $B \cdot \sin(Pt - \varphi)$ dargestellt werden, wie B die Amplitude der Signalwelle, t wiederum die Zeit und φ seinen willkürlichen Phasenwinkel bedeuten. Auf die Gitter der Modulatorröhre 9 und 10 wirkt dann seine Schwingung ein von der Form $v_1 = A \cdot \sin Qt + B \sin(Pt - \varphi)$.

Wenn man nun ganz allgemein die Anodenstromstärke I_1 einer Elektronengitterröhre in Abhängigkeit von der Gitterspannung v_1 durch

eine Potenzreihe darstellt von der Form $I_1 = a v_1 + b v_1^2 + c v_1^3 + \ldots$ in der a, b, c usw. Konstanten bedeuten, die von der Charakteristik der Röhre abhängen, so ergibt sich in der Praxis, daß alle höheren Glieder in dieser Reihe nach dem Gliede der zweiten Potenz $b v_1^2$ in den meisten Fällen vernachlässigt werden können. Da nun die auf das Gitter der einen Modulatorröhre wirkende Wechselspannung gegenüber der auf das Gitter der anderen Modulatorröhre wirkenden Wechselspannung um genau 180^0 verschoben ist, so fallen beim Zusammenarbeiten der beiden Anodenströme in der Sekundärspule 22 die Glieder der ungeraden Potenzen, also hier das Glied $a v_1$ heraus, so daß sich ergibt:

$$\begin{aligned} I_1 &= a v_1 + b v_1^2 \\ I_2 &= -a v_1 + b v_1^2 \\ \hline I_1 + I_2 &= 2 b v_1^2 \end{aligned}$$

Setzt man hierin für v_1 den oben genannten Ausdruck ein, so ergibt sich für die Wirkung in Spule 22 der Ausdruck:

$$I = 2b[A \cdot \sin Qt + B \sin (Pt - \varphi)]^2$$

Ausquadriert und nach bekannten goniometrischen Formeln umgewandelt, ergibt sich:

$$I = 2b\Big[(A \cdot \sin Qt)^2 + AB \cdot \cos\big((Q-P)t + \varphi\big) - AB \cdot \cos\big((Q+P) \cdot t - \varphi\big)\Big]$$

oder anders ausgedrückt:

$$I = 2b(\mathrm{A} \sin Qt)^2 + 2bAB \cdot \cos\big((Q-P)t + \varphi\big) - 2bAB \cos\big((Q+P) \cdot t - \varphi\big)$$

Nun ist das erste Glied dieses Ausdrucks

$$2b(A \sin Qt)^2 = 2bA^2\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2Qt\right) = bA^2(1 - \cos 2Qt)$$

Dies in den Ausdruck für I eingesetzt, ergibt

$$I = bA^2(1 - \cos 2Qt) + 2bAB \cos\big((Q-P)t + \varphi\big) - 2bAB \cos\big((Q+P) \cdot t - \varphi\big)$$

Hieraus folgt also:

Die Anodenströme der beiden in entgegengesetzter Phase kombinierten Modulatorröhren 9 und 10 induzieren in der Spule 22 drei ungedämpfte, gleichzeitig auftretende Wechselströme, nämlich:

1. eine Welle der Form $b \cdot A^2(1 - \cos 2Qt)$, d. h. einer Welle von der doppelten Frequenz der Trägerwelle,

2. eine Welle der Form $2bAB \cdot \cos\left((Q - P)t + \varphi\right)$, d. h. eine Welle, deren Amplitude direkt proportional ist der Amplitude der Signal- oder Tonwelle (B) und deren Frequenz von der der Trägerwelle (Q) um die mittlere Signalfrequenz nach unten abweicht, also eine Welle der Frequenz $\frac{Q - P}{2\pi}$ und

3. eine Welle der Form $2bAB\cos\left((Q + P)t - \varphi\right)$, d. h. eine Welle, deren Amplitude ebenfalls direkt proportional ist der Amplitude (B) der Signalwelle und deren Frequenz von derjenigen der Trägerwelle Q um die mittlere Frequenz der Signalwelle nach oben abweicht, also eine Welle der Frequenz $\frac{Q + P}{2\pi}$.

Es ist also ersichtlich, daß in der Spule 22 Ströme von der Frequenz der Trägerwelle Q selbst überhaupt nicht mehr auftreten und daher auch nicht ausgestrahlt werden können, und zwar auch dann, wenn keine Signalfrequenz vorhanden ist. Denn in diesem Falle ist:

$$I = I_1 + I_2 = 2bv_1^2 = 2b(A \cdot \sin Qt)^2$$
$$\text{d. h. } I = bA^2(1 - \cos 2Qt)$$

Wird nun beabsichtigt, nur Wellen von der Frequenz $\frac{Q - P}{2\pi}$ oder von der Frequenz $\frac{Q + P}{2\pi}$ auszustrahlen, so werden die Anodenkreise 17 und 18, die dahinterliegenden Kreise, also Kreis 23 und ebenso die Antenne auf diese betreffende modulierte Frequenz abgestimmt. Beabsichtigt man dagegen, beide modulierte Frequenzen $\frac{Q + P}{2\pi}$ und $\frac{Q - P}{2\pi}$ gleichzeitig auszustrahlen, so werden die genannten Kreise und die Antenne auf die Frequenz $\frac{Q}{2\pi}$ abgestimmt und es werden dann auch im Ruhezustand, also wenn keine Signalwellen (2) auftreten, auch keine Trägerwellen ausgestrahlt. Die Welle von der doppelten Frequenz der Trägerwelle $\frac{2Q}{2\pi} = \frac{Q}{\pi}$ kann dann auch niemals ausgestrahlt werden, da für diese die abgestimmten Kreise ebenso wie die Antenne einen fast unendlich großen Widerstand bilden.

Bei der in Fig. 1 dargestellten Schaltung für Duplexbetrieb ist die Senderanordnung (links) und die Empfangsanordnung (rechts) mit derselben Antenne 100 gekoppelt und die Gegenstation ist in genau

gleicher Weise angeordnet. Für einfachen Betrieb fällt auf der Sendestation die erste Hälfte der Schaltung der Fig. 3 fort und auf der zugehörigen Empfangsstation ist die Antenne (im Gegensatz zu Fig. 1) mit der Spule 82 gekoppelt. (Die Wirkung des Zwischensystems 62, 63 ist nur für Duplexbetrieb erforderlich und wird weiter unten beschrieben.) Bei der reinen Empfangsanordnung ist also die Antenne auf die gleiche Frequenz $\left(\frac{Q-P}{2\pi}, \frac{Q}{2\pi} \text{ oder } \frac{Q+P}{2\pi}\right)$ abgestimmt wie die zugehörige Sendestation. Lose gekoppelt mit der Antenne ist dann ein Schwingungskreis 32, der auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist. An den Kondensator 33 dieses Schwingungskreises ist der Gitterkreis der Verstärkerröhre 34 gelegt, deren Anodenkreis 35 lose mit einem zweiten Schwingungskreis 36 gekoppelt ist, der auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist. Mit diesem Kreise 36 ist lose gekoppelt eine Hochfrequenzstromquelle 37, die ungedämpfte Schwingungen von der Frequenz der Trägerquelle (1) $\frac{Q}{2\pi}$ erzeugt. Am Kondensator 38 des Kreises 36 liegt ein Detektor 39, der vorzugsweise eine Vakuumgitterröhre ist, deren Anodenkreis 40 mit dem Telephonempfänger 41 gekoppelt ist. Durch das Zusammenarbeiten der Welle von der Trägerfrequenz, die durch 37 erzeugt wird, mit der empfangenen Komponente der modulierten Welle entstehen im Anodenkreise 40 und daher ebenso in Empfangstelephon 41 Schwingungen, die in lautgetreuer Weise die Signalfrequenz (2) wiedergeben.

Bei Schaltungen für Duplexbetrieb ist noch zwischen die Empfangsantenne und den Gitterkreis 32 die Verstärkerröhre 34 des Systems 62 der Fig. 1 geschaltet, das als Energiebegrenzer wirken soll. Es besteht aus zwei einander gleichen Vakuumventilröhren 63 mit Glühkathode. Die durch das System 62, 63 auf den Empfänger übertragene Energie kann dann einen bestimmten Betrag nicht überschreiten, und wenn dieser durch entsprechende Wahl der Verhältnisse so bemessen ist, daß er die normale Empfangsenergie nicht übersteigt, so kann auch beim Senden mit der gleichen Antenne dieser Betrag niemals für die Empfangschaltung schädlich wirken. Es ist so ein Duplexbetrieb ermöglicht.

An Stelle zweier getrennter Modulatorröhren 9 und 10 kann auch, wie Fig. 2 zeigt, eine einzige Röhre 55 mit einer Glühkathode 52, zwei Gittern 53 und 53′ und zwei Anoden 54 und 54′ verwendet wurden. Die Glühkathode 52 ist dabei mit dem gemeinsamen Punkt zweier einander genau gleicher Spulen 56 und 56′ verbunden, die

ihrerseits mit der Spule 57 des Kreises 58 gekoppelt sind, der die Trägerfrequenz und die Signalfrequenz gemeinsam aufgedrückt werden. Die Anoden 54 und 54′ sind mit genau gleichen Spulen 59 und 59′ verbunden, deren gemeinsamer Punkt durch die Leitungsverbindung 60 mit der Glühkathode 52 verbunden ist. Die Spulen 56 und 56′ sind so gewickelt und mit der Spule 57 gekoppelt, daß die Induktions-

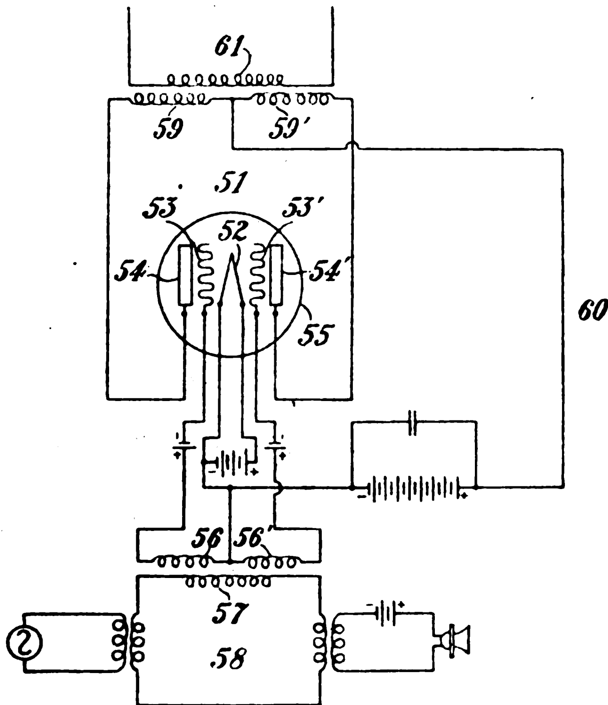


Fig. 2.

wirkung der Spule 57 auf die beiden Gitter 53 und 53′ gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet ist. Die Spulen 59 und 59′ sind so gewickelt, daß die Induktionswirkung der beiden Anodenströme sich addiert. Die Spule 61 des nicht weiter dargestellten Übertragerkreises ist so angeordnet, daß eine Zunahme des Stromes in der Spule 59 und eine gleichgroße Abnahme der Spule 59′ einander in ihrer Wirkung auf die Spule 61 neutralisieren.

Ein Zusatzpatent zu dem eben besprochenen britischen Patent

102503 betrifft das britische Patent 151928 der Western Electric Co. Ltd. in London und des Ralph Vinton Lyon Hartley in New Jersey, V. St. A. Durch diese Verbesserung soll erreicht werden, daß eine vollkommene Ausschaltung jeder Restkomponente erster Potenz $(a v_1)$, die etwa bei nicht vollkommener Identität der Konstanten a der beiden Röhren bei der Gegenschaltung noch übrig geblieben sein könnte, erreicht wird.

Die Schaltung ist in Fig. 3 dargestellt. Zwischen den Arbeitskreis 1 und die Stromquellen für die ungedämpfte Trägerfrequenz 2

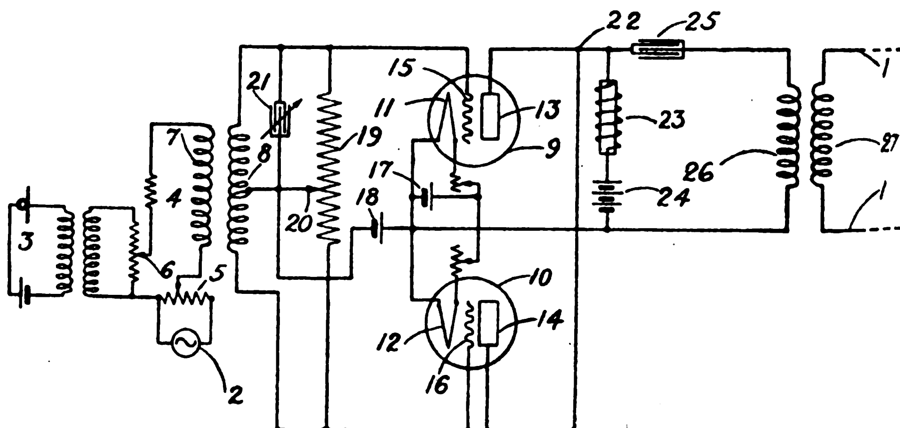


Fig. 3.

und für die Signalfrequenz 3 ist die Modulierungsanordnung geschaltet, die aus den Modulatorröhren 9 und 10 besteht. Den Gittern 15 und 16 derselben werden von den beiden Enden der Spule 8, deren Mitte mit dem gemeinsamen Verbindungspunkt der Kathoden 11 und 12 verbunden ist, Spannungen entgegengesetzter Phase zugeführt, deren Größe durch die Potentiometer 5, 6 und die Primärspule 7 einstellbar sind. 17 ist die gemeinsame Heizbatterie für die Kathoden 11 12 und 18 eine Vorspannbatterie zur Festlegung des Normalpotentials der Gitter 15, 16. Quer zu den Enden der Spule 8 liegt ein Widerstand 19, dessen Gleitkontakt 20 an der gemeinsamen Kathodenleitung liegt. Ein einstellbarer Kondensator 21 liegt parallel zur einen Hälfte der Spule 8. Der Zweck der Teile 19, 20 und 21 ist, die Wirkungen der beiden Hälften der Spule 8 gegeneinander genau auszugleichen, doch sind diese Teile nicht unbedingt erforderlich, sofern die Spule 8

in bezug auf die Kathodenleitung genügend symmetrisch ist. Die Anoden 13 und 14 sind an dem Punkte 22 direkt miteinander verbunden. Von diesem führen zwei Parallelwege zu gemeinsamer Kathodenleitung; der eine derselben enthält die Drosselspule 23 und die Anodenstromquelle 24 und ist ein Stromkreis von wesentlich konstanter Stromstärke, während der andere Zweig einen großen Kondensator und die Primärspule 26 des Ausgangstransformators enthält und als Pfad für die veränderliche Wellenkomponente dient. Die

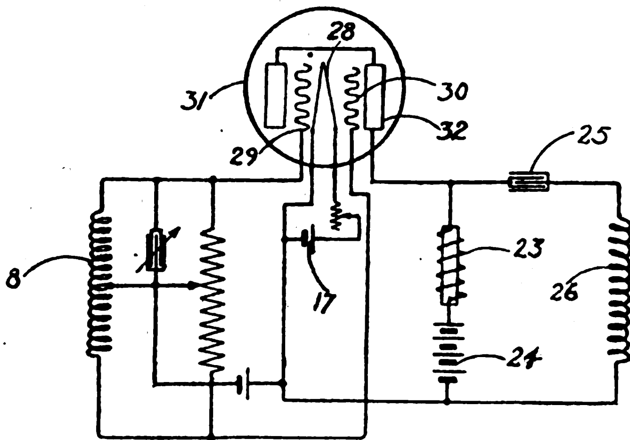


Fig. 4.

Primärspule 26 ist mit der Sekundärspule 27 im Arbeitskreis gekoppelt. Es ist zu beachten, daß die Verbindungsleitung zwischen den Anoden 13 und 14 keinerlei Spulen noch Kondensatoren enthält und daß sie daher keinen Widerstand darstellt. Infolgedessen werden alle Wellenkomponenten im Anodenstromkreis des Elektronenrelais 9, die zu jeder Zeit um 180° gegen diejenigen des Relais 10 verschoben sind, unmittelbar in der Verbindungsleitung 13, 22, 14 aufgehoben. Diejenigen Wellenkomponenten der beiden Röhren jedoch, die gleiche Phase besitzen, treten in den Kreis 25, 26 ein und werden in den Arbeitskreis 1 übertragen. Da die Anodenstromkreise der beiden Röhren 9 und 10 nicht voneinander getrennt sind, sondern als ein einziger Stromkreis von dem gemeinsamen Punkt 22 nach dem gemeinsamen Glühkathodenpunkte betrachtet werden können, ist es klar, daß der Anodenstrom jeder Röhre vollkommen sich zu dem der anderen Röhre

addiert, und daß diese Additionswirkung unabhängig ist von symmetrischen Verhältnissen von Spulen oder dgl.

Da die beiden Anoden und die beiden Kathoden der Röhren direkt miteinander verbunden sind, kann man hier ebenfalls eine Doppelröhre verwenden und erhält dann die Schaltung nach Fig. 4. Dort enthält die Röhre eine Glühkathode 28, zwei Steuergitter 29 und 30 und zwei Anoden 31 und 32, die aus einem Metallstück (Zylinderring) bestehen können, der die Kathode 28 und die Gitter 29 und 30 rings umgibt. Im übrigen ist die Schaltung genau die gleiche wie bei Fig. 3. Die hier als „Modulator" beschriebenen Anordnungen können ebenso als „Demodulatoren" oder Detektoren benutzt werden, wenn die Schwingung im Kreise 3, die empfangen werden soll, eine modulierte Hochfrequenzwelle ist.

Gleichfalls auf das Signalisieren mittels modulierter Hochfrequenzschwingungen bezieht sich das britische Patent 142371 der Western Electric Company Ltd. in Westminster, London, und zwar soll das Problem der „Relaisstationen" oder Zwischenübertragerstationen mittels Trägerwellen gelöst werden. Der Zweck besteht in dem Vermeiden eines „Singens", d. h. von unerwünschten Dauerschwingungen, die infolge Rückwirkung der Senderantenne auf die Empfangsantenne der Zwischenstation eintreten können und oftmals den ganzen Betrieb der Zwischenstation lahmlegen können. Die Erfindung besteht darin, daß, wenn an der Zwischenstation modulierte Hochfrequenzschwingungen, die eine bestimmte Trägerfrequenz besitzen, empfangen werden, diese dann mit örtlich erzeugten Schwingungen kombiniert werden, um die Frequenz der Trägerwellen zu ändern. Infolgedessen können die so geänderten Wellen nicht auf die Empfangsantenne der Zwischenstation zurückwirken, sondern sie bringen nur die nächste Zwischenstation oder die Endstation zum Ansprechen.

Ist P die Frequenz der Trägerwelle und a die Signalfrequenz, mit der diese Trägerrolle moduliert ist, so kann die modulierte Welle in drei einfache ungedämpfte Wellen der Frequenzen P, $P - a$ und $P + a$ aufgelöst werden. a kann dabei eine einzige Frequenz (beim Telegraphieren mit Tonfrequenz) oder ein Frequenzband (beim Telephonieren) sein, welches sich aus allen in der Sprache vorhandenen Frequenzen zusammensetzt. Gemäß der Erfindung wird nun gemäß Fig. 5 mit der Empfangsantenne 1 der Zwischenstation, die entweder auf die Frequenz $P + a$ oder $P - a$ abgestimmt ist, die entsprechende Frequenz aufgenommen, mit den vom Generator 2 erzeugten Schwingungen der Frequenz q kombiniert und auf das Gitter 6 der Modu-

latorröhre 3 übertragen. Infolge der nicht linearen, sondern gekrümmten Charakteristik dieser Modulatorröhre 3 tritt dann die Summe und die Differenz der empfangenen Schwingung und der örtlich erzeugten Frequenz q also z. B. die Frequenz $P + q + a$ auf, die dann durch entsprechende Abstimmung herausgesiebt und in den Verstärkerröhren 18 und 21 verstärkt mittels der Sendeantenne 25 ausgestrahlt werden können. Die auf $P + p + a$ abgestimmte Sendeantenne kann dann auf die auf $P + a$ abgestimmte Empfangsantenne

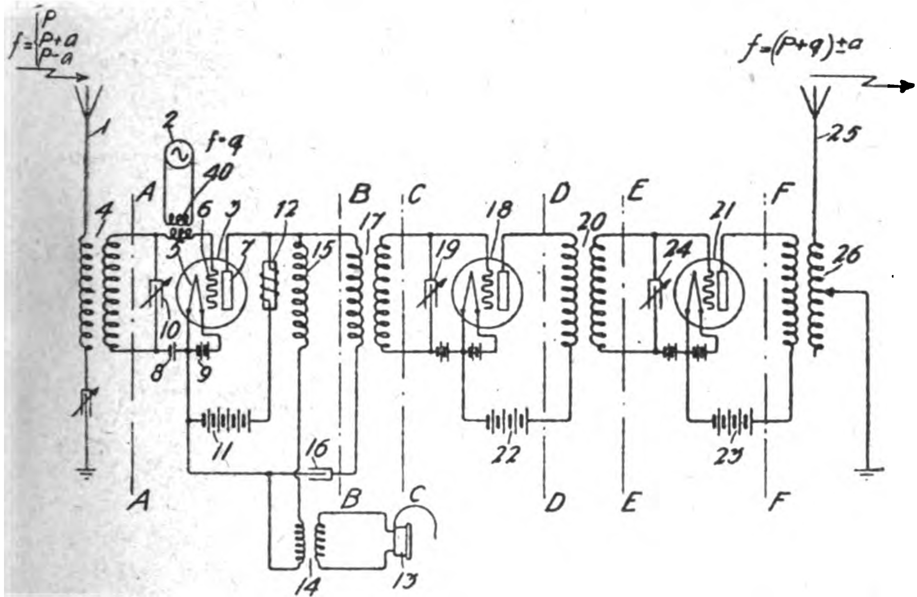


Fig. 5.

derselben Zwischenstation nicht zurückwirken, die Erzeugung von störenden Dauerschwingungen, das sog. Singen, wird dadurch vermieden. Da mit der Empfangsantenne 1, je nach deren Abstimmung, entweder $P + a$ oder $P - a$ empfangen werden können und je nach der Einstellung eine Addition oder eine Subtraktion der Ortsschwingung q und der Empfangsschwingung eintritt, so kann man aus den empfangenen Schwingungen der Frequenz $P + a$ die beiden Frequenzen $q + P + a$ und $q - P - a$ und aus der empfangenen Frequenz $P - a$ die Frequenzen $q + P - a$ und $q - P + a$ erhalten. Gegebenenfalls kann man auch $q = P$ machen, so daß die Trägerfrequenz verdoppelt wird.

Bei mehreren aufeinanderfolgenden Zwischen- oder Relaisstationen kann man, wie in Fig. 6 angedeutet, das Verfahren wiederholen, also die von der Station W her ankommenden, in der Empfangsantenne 1′ der Zwischenstation X aufgenommenen modulierten Schwingungen $P \pm a$ mit den Schwingungen q kombinieren, zu $P \pm q \pm a$, diese dann ausstrahlen und in der zweiten Zwischenstation Y mit der Frequenz r kombinieren zu $P \pm q \pm r \pm a$ und diese dann gegebenenfalls in der Endstation Z aufnehmen. Beispielsweise, wenn $P = 40000$,

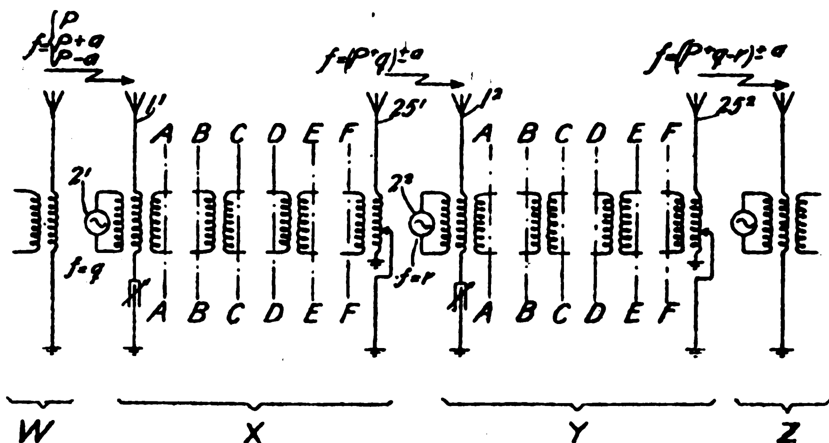


Fig. 6.

$q = 30000$ und $r = 15000$ ist, dann kann X die Frequenz $40000 + a$ empfangen und die Frequenz $70000 + a$ ausstrahlen, während Y die Frequenz $70000 + a$ empfängt und die Frequenz $55000 + a$ ausstrahlt.

Diese Anordnung kann ebensogut auch auf Wellentelegraphie oder Wellentelephonie über Leitungen angewendet werden, wenn dort zur Überbrückung größerer Entfernungen selbsttätige Zwischenstationen verwendet werden sollen.

Auch die britische Patentschrift 130219 der Western Electric Company Ltd.. in Westminster (London) bezieht sich auf Anordnungen zum Modulieren von Hochfrequenzträgerwellen mittels Schwingungen von Signalfrequenz; zwei Ausführungsbeispiele sind in Fig. 7 und 8 dargestellt. Gemäß Fig. 7 ist der Stromkreis des Generators 40 für die Trägerwelle mit dem gemeinsamen Zweig der Gitterstromkreise zweier Vakuumverstärkerröhren 3 und 4 gekoppelt. Der Stromkreis 42 der

Signalströme ist mit der Spule 45 gekoppelt, die quer zu den Kondensatoren 12 und 13 in den Gitterstromkreisen liegt. Die Anodenkreise der Röhren 3 und 4 enthalten Spulen 46 und 47, die auf den Ausgangsstromkreis 50 entgegengesetzt einwirken. In letzteren werden

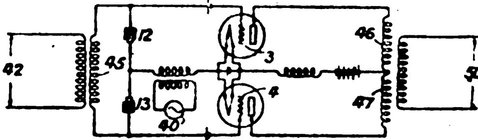


Fig. 7.

also, solange im Signalstromkreise 42 keine Signalströme ankommen, auch keine Hochfrequenzströme von der Trägerfrequenz (40) induziert. Wenn jedoch Signalströme in 42 ankommen, so werden im Ausgangsstromkreis 50 modulierte Hochfrequenzströme induziert. Natürlich

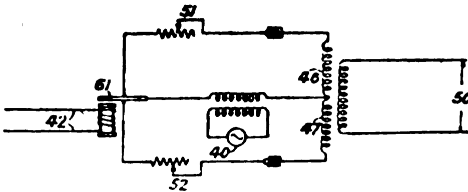


Fig. 8.

kann hier auch die Frequenz der Trägerwellen (40) beliebig gewählt werden. Bei der in Fig. 8 dargestellten Abänderung beeinflussen die Signalströme im Kreise 42 ein Differentialmikrophon 61, so daß in den Parallelstromkreisen 51 und 52 der Widerstand abwechselnd im Rhythmus der Signalfrequenz wächst und abnimmt. Der gemeinsame Teil der Leitung ist mit dem Generator 40 für die Trägerwelle gekoppelt. Die Spulen 46 und 47 in den Kreisen 51 und 52 sind differential mit dem Ausgangskreis 50 gekoppelt. Auch hier ist die Wirkung die gleiche wie bei Fig. 7.

Literaturverzeichnis.

Addey, F., Rad. Rev. 2, 5, S. 226, 1921. Eclipse of the Sun, April 8th, 1921. Effects Produced at Wireless Stations.

Agnew, P. G., Sc. Pap. Bur. Stand. 16, 370, S. 37, 1920. A new form of vibration galvanometer.

Armstrong, Edwin H., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 3, 1921. A New System of Short Wave Amplification.

Arnò, Riccardo, Linc. Rend. (5) 28, 1/2, S. 51, 1919. L'„audion" come rivelatore di azioni elettrostatiche.

Atkinson, Cyril T., Wireless World 8, 26, S. 866, 1920. A Valve Transmitter for the Experimenter.

Austin, Louis W., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 28, 1921. The Relation between Atmospheric Disturbance and Wave Length in Radio Reception.

— ebenda S. 41. The Reduction of Atmospheric Disturbances in Radio Reception.

Ballhatchet, A. V., Model Engineer 44, S. 89, 1921. A Wavemeter.

Bellini, E., Electrician 85, S. 78, 1920. Three Magnetically-Coupled Circuits.

Bernard, J. L., and **L. E. Whittemore**, Aerial Age Weekly 13, 5, S. 105; 6, S. 127; 7, S. 155, 1921. Radio Communication with Postal Aeroplanes.

Beverage, H. H., Gen. El. Rev. 23, S. 807, 1920. Duplex Radiophone Receiver on U. S. S. George Washington.

Blake, E., Wireless World 8, 21, S. 702, 1920. The Alexanderson High Frequency Alternator.

de Bouillane, Rad. Él. 1, S. 280, 325, 1920; S. 443, 1921. Wireless and the Mercantile Marine.

de Burgh Daly, J., and **K. E. Shellohear**, Journ. of physiol. 54, 1/2, S. XVII, 1920. The Use of the thermionic valve with the string galvanometer.

Carson, John R., Phil. Mag. 41, 244, S. 607, 1921. Wave Propagation over Parallel Wires: The Proximity Effect.

Charles, D., Wireless World 8, 23, S. 771, 1920. Photographing Wireless Apparatus.

Clemont, L. M., Ever. Eng. Mag. 9, S. 252, 1920. The Measurement of High Frequency Resistance.

Collo, J. B., Ann. d. Phys. (4) 64, 9, S. 41, 1921. Ein Sender elektrischer Wellen im Innern einer metallischen Hülle.

Coursey, Philip R., Wireless World 8, 20, S. 667, 1920. High-Frequency Currents—their Detection and Measurements.

— ebenda 21, S. 699; 22, S. 731, 1921. Wired Wireless Transmission.

— ebenda 23, S. 761. Relays and Recorders. — I.

— ebenda 24, S. 791. Loud-speaking Telephones.

— ebenda 25, S. 823; 26, S. 857. The Mark III Tuner.

Deniélou, M., L'Aeronautique 1, S. 233, 1920. T. S. F. et navigation aerienne.

Dent, H. B., Wireless World 8, 18, S. 606, 1920. An Early Wireless Telephone Pack Set.

Dowse, C. M., and **C. E. Iredell,** Arch. of radiol. and electrotherap. **25,** 2, S. 33, 1920. The effective resistance of the human body to high-frequency currents.
Eckersley, T. L., Rad. Rev. 2, 5, S. 231, 1921. The Effect of the Heaviside Layer on the Apparent Direction of Electromagnetic Waves. (Concluded.)
El. World 76, S. 905, 1920. Variometer.
Electrician 86, S. 381, 1921. Modern Marine Wireless Apparatus.
Electricien 52, S. 133, 1921. Extensions to the Nauen Radio Station.
Electricité pour Tous 2, S. 207, 1920. Wireless Telegraphy in the Belgian Congo.
— ebenda 3, S. 11, 43, 1921. Transocean Radiotelegraphy.
Ettenreich, R., Helios **26,** 51, S. 461, 1920. Glühlampenverstärker für Telephonie und drahtlose Telegraphie.
Ever. Eng. Mag. 10, S. 64, 1920. U. S. Bureau of Standards Long Wave Wavemeter.
Fleming, J. A., Wireless World 8, 20, S. 676; 21, S. 708, 1921. A Four-Electrode Thermionic Detector for Damped or Undamped Electric Oscillations of High or Low Frequency.
Forbes, A. C., Science and Invention 8, S. 757, 780, 1920. A 300 kVA Transmitter at Bolinas, California.
de Forest, L., Exp. Science 1, S. 21, 1920. Setting Up an Amateur Station.
Freeman, V. L., Ever Eng. 9, S. 354, 1920. A Simple Method of Measuring Inductances at Low Frequencies.
Geagan, P. F., Exp. Sc. 1, S. 54, 1920. Inductances that Fit.
Gerlach, Walter, Phys. Ztschr. 21, 20, S. 550, 1920. Eine Schaltung zur Eichung von Thermoelementen als Wechselstrommesser.
Grix, W., Helios 27, 13, S. 145, 1921. Geometrische Analyse periodischer Schwingungen.
Grover, Frederick, W., Bull. Bur. Stand. 14, 4, S. 537, 1919. Additions to the formulas of the calculation of mutual and self inductance.
Hahn, Karl, Ztschr. f. math. u. naturw. Unterr. 51, S. 262, 11/12, 1920. Die Schwingungsformel der oszillatorischen Entladung im Unterricht.
Harrison, J. E., Wireless World 8, 22, S. 735, 1921. A „Turner" Valve Relay.
Harrold, J. H. C., Nautical Magazine 105, S. 309, 1921. Wireless Telegraphy: Its Application and Value to the Marine Service.
Helios 27, 13, S. 154, 1921. (Ref. über Josef Mayer und Leo Högelsberger, E. u. M. **39,** 1, S. 2, 1921.) Großradiostation Deutsch-Altenburg.
Hillers, Wilh., Ztschr. f. math. u. naturw. Unterr. 51, S. 264, 1920. Die Schwingungsdauer der oszillierenden Entladung im Unterricht.
Hooper, S. C., Proc. U. S. Nav. Inst. **46,** S. 1209, 1920. Ref. Elektrot. Ztschr. **42,** S. 87, 1921. Rad. Él. 1, S. 507, 1921. Sketch of Present Radio Situation Influence on Tactics and Strategy.
Ison, W., Everyday Science 2, S. 503, 1921. Rome (San Paolo) Station.
Jaffé, George, Ann. d. Phys. (4) **64,** 8, S. 733, 1921. Zur Theorie der Vakuumentladung.
Kinney, E. M., Proc. Eng. Soc. West. Pennsylvania, Febr. 1920. Radio Apparatus for Aircraft and Ground Stations.

Lertes, Peter, Ztschr. f. Phys. 4, 4, S. 472, 1921. Die Elektronenröhre als großer variabler Gleichstromwiderstand.

Lilienfeld, J. E., Ann. d. Phys. (4) **64,** 8, S. 745, 1921. Bemerkung zu Herrn G. Jaffés vorstehender Arbeit: „Zur Theorie der Vakuumentladung.“

Limon, F., and **G. Lebaupin,** Électricien 52, S. 121, 1921. The Reception of Signals on Locomotives.

Lübben, Carl, Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 3, S. 52, 1921. (Sammelreferat neuerer Arbeiten.) Zur Theorie der Koppelungsschwingungen und des Ziehens.

— ebenda S. 71. Erdung bei Antennenanlagen von Groß-Funkenstationen.

Mac Lachlan, N. W., Phil. Mag. **41,** 241, S. 33, 1921. On the Effective Inductance, Effective Resistance and Self-Capacity of Magneto Windings.

Maertens, L. H., Radio Nieuws 4, S. 12, 1921. Radiotelephony in the East Indies.

Marcus, Alexander, Phys. Rev. (2) **17,** 1, S. 1, 1921. Calculation of the amplification constant of the Weagant thermionic vacuum tube.

Martens, F. F., Ztschr. f. Phys. 4, 3, S. 437, 1921. Wechselstrommessungen an Verstärkerröhren.

Meyer, Edgar, H. Rosenberg et **F. Tank,** Arch. sc. phys. et nat. (5) 2, S. 260, 1920. Sur la mesure de courants photoélectriques à l'aide de tubes renforceurs.

Morgan, J. D., Phil. Mag. 41, 243, S. 462, 1921. Impulsive Sparking Voltages in small gaps.

Nasarischwily, Al., Ann. de Phys. (4) **64,** 8, S. 759, 1921. Über eine neue Methode der Erzeugung elektromagnetischer ungedämpfter Schwingungen, welche in der Verwendung der elektrostatischen oder magnetischen Eigenschaften der Kathodenstrahlen zu schnellsten Stromunterbrechungen besteht.

Naturwissenschaften 9, 22, S. 432, 1921. Die Bedeutung der Funkentelegraphie für die Geographie, insbesondere die Kartographie.

Parkinson, Carl H., Wireless World 8, 21, S. 721, 1921. A Morse Practice Set.

Payne, J. A., Gen. El. Rev. **23,** S. 804, 1920. Radiophone Transmitter on the U. S. S. George Washington.

Peperkorn, Telegr. u. Fernspr. Techn. **10,** 4, S. 33; 5, S. 55, 1921. Die Erdantenne und ihre Anwendung bei den Funkstellen in Deutsch-Ostafrika während des Weltkrieges.

Pession, G., Rad. Rev. 2, 5, S. 228, 1921. The Measurement of the Effective Height of Aerials: a Special Case.

— Elettrotecnica 8, S. 10, 1921. Capacity of Aerials.

Philips, J., Rad. Nieuws 3, S. 244, 1920. The New Inductance Coils.

van der Pol, B., Proc. Koninkl. Akad. van Wet. Amsterdam **23,** S. 637, 1921. Discontinuities in the Magnetisation.

Rad. Rev. 2, 5, S. 249, 1921. A New Radiomegaphone.

Research Staff of the General Electric Company, London, Phil. Mag. **41,** 245, S. 685, 1921. The Disappearance of Gas in the Electric Discharge.

Ridpath, C. H. E., Wireless World 8, 22, S. 750, 1921. German Wireless in Baghdad.

Rees, O. C., Rad. News 2, S. 85, 1920. Anti-capacity Windings versus Coil Efficiency.

Roscher, R., Rad. Rev. 2, 5, S. 250, 1921. Nauen and Togoland: A Tragedy of Radio-Telegraphic Development. (Concluded.)

Rosenberg, H., Naturwissenschaften 9, 19, S. 359; 20, S. 389, 1921. Sternphotometrie mit Photozelle und Verstärkerröhre.

Salomonson, J. K. A. W., Proc. Koninkl. Akad. van Wet. Amsterdam 23, S. 613, 1921. The Limit of Sensitiveness of the String Galvanometer.

Sauvé, H., Rad. Él. 1, S. 348, 1920. The Radio Station at Bamako (Soudan).

Science and Invention 8, S. 880, 1920. The Nauen Radio Station.

— ebenda S. 881. Eilvese Radio Station.

Sc. Amer. 124, S. 123, 1921. Ref. Techn. Rev. 9, S. 16, 1921. Remote-control Panel for Radio Stations.

Silent, H. C., Rad. Am. News 1, S. 411, 1920. Banked Winding.

Sinclair, Duncan, Wireless World 8, 24, S. 798, 1921. The Wireless Stations of the British Commercial Airways.

Sleeper, M. B., Ever. Eng. Mag. 9, S. 247, 1920. A Heterodyne Wavemeter for 170 to 21000 Metres.

Smith, J. O., Wireless Age 8, S. 11, März 1921. Thousand-Mile Amateur Radiophone.

Stead, G., Phil. Mag. 41, 243, S. 470, 1921. On the Design of Soft Thermionic Valves.

Stillman, M. H., Bull. Bur. Stand. 13, 4, S. 563, 1917. The damping of waves and other disturbances in mercury.

Székely, Angelika, Wien. Anz. 1921, 1, S. 1. Die Kontaktdetektoren als Meßinstrumente für Wechselströme.

Telegr. and Teleph. Age 39, S. 104, 1921. Radio from Shanghai to Washington.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 4, S. 42, 1921. Abhören und Erdtelegraphie im Kriege. Messungen an Erdantennen.

— ebenda S. 46. Funkentelegraphische Empfangsversuche in Argentinien.

Veenstra, H., Rad. Nieuws 3, S. 331, 1920. Direct Reading Wavemeter.

Wallace, S. T., Wireless World 8, 23, S. 768, 1921. Morse Printing of Wireless Signals.

Welch, E. W., Telegr. and Teleph. Age 39, S. 102, 1921. The Great Pre-War World Wireless Scheme in Germany.

Wheeler, Lynde P., Phys. Rev. (2) 13, 4, S. 298, 1919. Note on the Use of the Hot Cathode Vacuum Tube for the Measurement of Voltage.

Whiddington, R., Wireless World 8, 22, S. 739, 1921. Wireless Valve Circuits as applied to the Measurements of Physical Quantities.

Whipple, R. S., Journ. Inst. El. Eng. 57, Suppl. S. 13, 1920. Some Notes on the Electro-cardiograph.

Whitehead, J. B., and L. O. Grondahl, Journ. Amer. Inst. El. Eng. 39, S. 223, 381. 1920. Ref. Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 4, S. 72, 1921. Submarine Detection and Alternating Magnetic Field.

Williamson, J., Wireless World 8, 26, S. 868, 1921. Wireless Transmission Phenomena.

Wilson, Leon T., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 1, S. 56, 1921. The Magnetic Behaviour of Iron in Alternating Fields of Frequencies between 100000 and 1500000 Cycles.

Wireless Age 8, S. 10, 1921. Ref. El. World 77, S. 554, 1921. Wireless Railroad Signals.

World Wide Wireless 2, S. 3, 1921. Ref. Elektrot. Ztschr. 42, S. 161, 1921. Japanese Transmitting Station Haranomachi.

Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 4, S. 70, 1921. (Ref. über Phys. Ztschr. 21, 16, S. 417, 1920.) Die Kontaktbildung bei Mikrophonen.

Literatur über das Poulsen-Lichtbogen-System.[1])

Anderle, Fr., „Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie". Leipzig und Wien, 1918. S. 199/274.

Arco, Gg. von, „Die modernen Sender ungedämpfter Schwingungen in der drahtlosen Telegraphie", Jahrb. der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, 1919, Heft 6, S. 558.

Ayrton, W. E., „Note on the Electric Light", „Electrician", Bd. 2, S. 76, 1879. („The Electric Arc", S. 36, London.)

Austin, L. W., „The production of High-Frequency Oscillations from the Electric Arc", „Bull. Bur. Stand", Bd. 3, S. 325—340, 1907.

Barkhausen, H., „Das Problem der Schwingungserzeugung" (113 ff.), Leipzig 1907.

— „Die Erzeugung dauernder Schwingungen durch den Lichtbogen". Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 1, S. 243—262, 1908.

— „Funke oder Lichtbogen?" Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 2, S. 40, 1908.

Benischke, G., „Zur Erklärung der sogenannten ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr. 1906, S. 1212—1213; 1907, S. 69—70, 354.

Blondel, A., „Sur les Phénomènes de l'Arc Chantant", L'Eclairage Electric, T. 44, S. 41—58, 81—104, 1905.

Duddell, W., „On Rapid Variations in the Currents through the Direct Current Arc", Electrician, Bd. 46, S. 269—273, 310—313, 1900; Journ. Inst. El. Eng., Bd. 30, S. 232—261, 1901.

— „The Musical Arc", Electrician, Bd. 51, S. 902, 1903.

— „On the Resistance and Electromotive Forces of the Electric Arc", Phil. Trans. A. 203, S. 305—342. 1904.

Faßbender, H. and **Hupka, E.**, „Nachweis von Schwingungen erster und zweiter Art am Poulsenbogen", Phys. Ztschr., Bd. 14, S. 222—226, 1913.

Fleming, J. A., „Some Observations on the Poulsen Arc as a Means of Obtaining Continuous Electrical Oscillations", Phil. Mag., Bd. 14, S. 254—265, 1907.

Gehrcke, E., „Eine einfache Methode zur Bestimmung des Stromverlaufs hochgespannter Wechselströme", Verhand. Phys. Ges., Bd. 6, S. 176—178, 1904.

— „Glimmlicht Oszillograph", Zeitschrift für Instrumentenkunde, Bd. 25, S. 33—37, 278—280, 1905.

1) Vergleiche hierzu den Aufsatz Band 17, S. 194.

Glatzel, Br., „Methoden zur Erzeugung von Hochfrequenzenergie", Helios, Bd. 19, S. 137, 1913.

Granquist, G., „Über die Bedeutung des Wärmeleitungsvermögens der Elektroden bei dem elektrischen Lichtbogen", Nova Acta Reg. Soc. Uppsala (56 ff.), 1903.

— „Über die Periode und die Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung im singenden Flammenbogen", Boltzmann-Festschrift, S. 798—808, 1904.

— „Zur Theorie des elektrischen Lichtbogens", Arkiv f. Math. o. Fys., Bd. 2, No. 17, S. 1—19, 1905.

Hausrath, H., „Verfahren zur Darstellung periodischer Hochfrequenzkurven mit der Braunschen Röhre", Phys. Ztschr., Bd. 12, S. 1044—1046, 1911.

Lange, G., „Beiträge zur Kenntnis der Lichtbogenhysteresis", Diss. Gött., 1909, Annalen der Physik, Bd. 32, S. 589—647, 1910.

Liljeström, A. O., „Ljusbagen som källa för elektriska svängningar" (61 ff.), Uppsala 1908.

Lorenz, C., Hochfrequenzmaschine oder Bogenlampe, 1920.

Mallik, D. N., „Magnetic Rotation of Electric Discharge", phil. Mag. (6), Bd. 16, S. 531—550, 1908.

— „Theory of Electric Discharge in a De La Rive's Tube", Phil. Mag. (6), Bd. 24, S. 500—507, 1912.

Mallik, D. N. and Das, A. B., „Electric Discharge in a Transverse Magnetic Field", Phil. Mag. (6), Bd. 32, S. 50—65, 1916.

Markau, „Die Telephonie ohne Draht", Braunschweig 1912, S. 31—50.

Mathiesen, Untersuchungen über den elektrischen Lichtbogen, insbesondere über den unter Druck befindlichen. Leipzig 1921.

Mayer, E., „Zur Theorie der Lichtbogenschwingungen" in Zeitschrift für Technische Physik, Nr. 1 u. 2, 1921.

Mosler, „Einführung in die moderne drahtlose Telegraphie und ihre praktische Verwendung", Braunschweig 1920, S. 60/68.

Nesper, E., „Über die Erzeugung und Anwendung gedämpfter und ungedämpfter Schwingungen" in „Verkehrstechnische Woche", 3. Jahrg., Nr. 7.

Ort, K., „Untersuchung der Schwingungsvorgänge des Lichtbogengenerators", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 6, S. 119, 132, 1912.

Pedersen, P. C., „Beiträge zur Theorie der drahtlosen Telephonie", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 5, S. 449—498, 1912.

Peuckert, W., „Neue Wirkungen des Gleichstromlichtbogens", Elektrot. Ztschr. Bd. 22, S. 467, 1901.

Poulsen, V., Danish Patent Number 5590 („Fremgangsmaade Til Frembringelse af Vekselstrømene med højt Svingningstal") 1902.

— „System for Producing Continuous Electric Oscillations", Trans. Int. El. Cong., St. Louis, 1904, Bd. II, S. 963—971.

— „Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen", Elektrot. Ztschr., Bd. 27, S. 1040—1044, 1075, 1906.

— „En Metode til Fremstilling af kontinuerlige elektriske Boger og disses Anvendelse til traadlos Telegrafi", Fysisk Tidsskrift. Bd. 5, S. 37—52, 1906.

Reich, M., „Über Größe und Temperatur des negativen Lichtbogenkraters", Phys. Zeitschr. Bd. 7, S. 73—89, 1906.

Rein-Wirtz, „Radiotelegraphisches Praktikum", Berlin, 1921, S. 29/40, S. 366/373, 512/515.

Reithoffer, M., „Zur Erklärung der ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr. S. 308–309. 1907.

Ruhmer, E., „Zur Erklärung der sogenannten ungedämpften Schwingungen", Elektrot. Ztschr., S. 69, 1907.

Scheller, O., „Die modernen Sender ungedämpfter Schwingungen in der drahtlosen Telegraphie", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, S. 131, 1920.

Simon, H. Th. and **Reich, M.,** „Tönende Flammen und Flammentelephonie", Phys. Zeitschr., Bd. 3, S. 278—286, 1902. „Über die Erzeugung hochfrequenter Wechselströme und ihre Verwendung zur drahtlosen Telegraphie", Phys. Zeitschr. Bd. 4, S. 364—372, S. 737—742, 1903.

Simon, H. Th., „Über die Dynamik der Lichtbogenvorgänge und über Lichtbogenhysteresis", Phys. Zeitschr. Bd. 6, S. 297—319, 1905.

— „Zur Theorie des selbsttönenden Lichtbogens", Phys. Zeitschr. Bd. 7, S. 433—445, 1906.

— „Über den Lichtbogen bei kleinen Stromstärken". (Nach Versuchen von H. W. Malcolm), Phys. Zeitschr. Bd. 8, S. 471—481, 1907.

— „Über die Wirkung des Magnetfeldes bei der Erregung ungedämpfter Schwingungen mit Hilfe des Lichtbogens", Elektrot. Ztschr. Bd. 28, S. 1232, 1907.

— „Über ungedämpfte elektrische Schwingungen", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 1, S. 16—68, 1908. „Über neuere Methoden der Erzeugung elektrischer Schwingungen", Phys. Zeitschr. Bd. 9, S. 865—874, 1908.

— „Der elektrische Lichtbogen", Leipzig 1911 (52 ff.).

Stark, J., „Die Elektrizität in Gasen" (509 ff.), Leipzig 1902.

— „Zur Kenntnis des Lichtbogens", Ann. d. Phys. Bd. 12, S. 673—713, 1903.

Stark, J., Retschinsky, T. und **Schaposchnikoff, A.,** „Untersuchungen über den Lichtbogen", Ann. d. Phys. Bd. 18, S. 213—251, 1905.

Szivessy, Guido, „Untersuchungen über den Lichtbogen in Schwefelkohlenstoffdampf" im Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, S. 250 ff., 1910.

Thomson, J. J., „Conduction of Electricity trough Gases (S. 566 ff.), Cambridge, 1903.

Thurn, H., „Die Poulsenanlage bei der Hauptfunkstelle in Königswusterhausen" in Telegraphen- und Fernsprechtechnik, 35. 55, 1920.

— „Die Poulsenanlage in Königswusterhausen" im Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Bd. 17, 1921, Heft 3.

Townsend, T. S., „The Diffusion and Mobility of Ions in a Magnetic Field", Proc. Roy. Soc., A Bd. 86, S. 571—577, 1912.

Traubenberg, H. R. v., „Erklärungsversuch der günstigen Wirkung der Magnetanblasung", Elektrot. Ztschr., S. 559, 1907.

Vollmer, K., „Über die Schwankungen der Frequenz und Intensität der Lichtbogenschwingungen", Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie, Bd. 3, S. 117—174, 213—249, 1910.

Wagner, K. W., „Über die Erzeugung von Wechselstrom durch einen Gleichstromlichtbogen", Elektrot Ztschr. 1909, S. 30, 608, 627.
— „Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger" (S. 119 ff.), Leipzig 1910.
Willows, B. S., „On the Effect of a Magnetic Field in the Discharge through a Gas", Phil. Mag. (6), Bd. 1, S. 250—260, 1901. „Action of a Magnetic Field on the Discharge through Gas", Phil. Mag. (6), Bd. 9, S. 370—378, 1905.
Wilson, H. A. and Martyn, G. H., „On the Velocity of Rotation of the Electric Discharge in Gases at Law Pressure in a Radial Magnetic Field", Proc. Roy. Soc., A, Bd. 79, S. 417—428, 1907,
Zenneck, J., „Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie", Stuttgart 1913, S. 262—269, 445—447.

„Neue Poulsenstationen am Stillen Ozean usw." in Telegraphen- und Fernsprechtechnik, S. 174, 1918.
„Entwurf von Poulsen-Lichtbogengeneratoren" in Elektrot. Ztschr. S. 796, 1920.
„Der Poulsensender in der Funktelegraphie des Auslandes", Elektrot. Ztschr. S. 884, 1920.
„Der Poulsen-Lichtbogen in der drahtlosen Telegraphie", Elektrot. Ztschr. Bd. 33, S. 389, 1919.
„The Arc Generator as an Engineering Mechanism", The Electrician, Dezember 1920.

Bücherbesprechungen.

L. B. Turner, Wireless Telegraphie and Telephonie, An Outline for Electricae Engineers and others. Cambridge, At the University. Press 1921. 195 Seiten mit 119 Figuren.

Das Buch Turners stellt ein Werk dar, das geeignet erscheint, dem wissenschaftlichen Ingenieur ohne Spezialinteresse für die Hochfrequenztechnik in dies Gebiet einzuführen. Es unterscheidet sich damit von all den populärwissenschaftlichen Büchern, die in großer Zahl in der Nachkriegszeit erschienen sind und ebensowohl von den umfangreichen Spezialwerken, die für den Spezialisten bestimmt sind. Bei diesem Leserkreis kann das Buch mit Recht die aktuellen Kapitel der drahtlosen Telegraphie besonders eingehend behandeln. Die Behandlung des Stoffes ist in 12 Kapitel eingeteilt: Elektromagnetische Strahlung, Schwingungskreise, Erzeugung hochfrequenter Ströme, die Detektoren, die Glühkathoden-Hochvakuumröhre, die Röhre als Verstärker, Detektor und Generator, Drahtlose Telephonie und endlich Verschiedenes. Bei dem geringen Umfang des Buches kann es nicht erschöpfend sein. Interessant und kennzeichnend für den unabhängigen Standpunkt des Autors ist das Vorwort, in dem für diejenigen, die sich mit dem behandelten Stoff eingehender befassen wollen, besonders die englische Übersetzung von Zennecks Buch empfohlen wird.

H. Faßbender.

Esselborn, Lehrbuch der Elektrotechnik, 2 Bände, Leipzig, Verlag von Wilhelm Engelmann, 1920, 681 u. 582 Seiten mit 813 u. 851 Figuren. Preis gebunden M. 72.— plus Teuerungszuschlägen.

Das Lehrbuch will einen Gesamtüberblick über das Gebiet der Elektrotechnik geben. Dies ist heutzutage in einem Werk von mäßigem Umfang ein fast aussichtsloses Ziel. Nicht nur, daß die Elektrotechnik in eine große Anzahl von Spezialgebiete zerfällt und diese an sich viel verschiedener sind als die Spezialgebiete irgendeiner anderen Technik, auch der Standpunkt von dem man die einzelnen Kapitel behandeln will, kann ein sehr verschiedener sein und es wäre falsch, danach zu fragen welcher Standpunkt der richtige ist. Fast alle Kapitel können mit voller Berechtigung ebensowohl von der konstruktiven, der beschreibenden oder der theoretischen Seite behandelt werden. Es ist daher heute nicht mehr möglich, daß einer allein das Gesamtgebiet bearbeitet. Der gesamte Stoff ist in dem vorliegenden Werk von 9 Bearbeitern behandelt worden und zwar sind die Allgemeine Elektrotechnik, die Elektrotechnische Meßkunde und die Elektrischen Maschinen und Apparate von K. Fischer, K. Hohage und G. W. Meyer geschrieben. In einem zweiten Band sind die elektrischen Zentralen, Hochspannungsanlagen, von G. W. Meyer, die elektromotorischen Antriebe von K. Weller und G. W. Meyer, die Beleuchtung von Heintzenberg, das Signalwesen von G. Schmidt und K. Fink, Telegraphie und Fernsprechwesen von G. Schmidt und endlich die drahtlose Telegraphie von Mühlbrett bearbeitet. Jeder Rezensent wird speziell seine Spezialgebiete einer Prüfung unterziehen. Bei einer Durchsicht der mir besonders nahe liegenden Gebiete der Allgemeinen Elektrotechnik, der Elektrotechnischen Meßkunde, der elektrischen Beleuchtung, des Signalwesens, der Telegraphie und Telephonie und der drahtlosen Telegraphie komme ich zu dem Schluß, daß das Ziel, das sich der Herausgeber gestellt hat, auf dem zur Verfügung stehenden Raum das große Gebiet in all seinen Teilen zu behandeln unmöglich erreicht werden kann; jeder wird immer finden, daß gerade seine Gebiete nicht so erschöpfend behandelt sind, wie es im Interesse des Lernenden erwünscht wäre. Aber auch abgesehen von diesem Mangel, dem das Buch durch seinen allzugroß angelegten Inhalt besonders ausgesetzt ist, weist es Mängel in der Darstellung auf, die man bedauern muß. So sollten z. B. Begriffe wie „Kraftlinien" endlich in der elektrotechnischen Literatur verschwinden und durch Feldlinien und Induktionslinien ersetzt werden.

Alles in allem wird das Buch vielen eine Quelle darstellen, aus der sie lernen können. Auch ist die Ausstattung bei mäßigem Preis ausgezeichnet.

H. Faßbender.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreise erbeten.)

Das Telegraphentechnische Reichsamt. Organisation und Aufgaben. Das Anwachsen der rein technischen Anforderungen an die Reichspostverwaltung durch die Ausgestaltung des Telegraphen- und Fernsprechwesens, die im letzten Jahrzehnt einen überraschenden Aufschwung genommen haben, sowie durch die Einführung und den Ausbau der funken-

telegraphischen Einrichtungen, haben allmählich eine Zentralbehörde vermissen lassen, die, ohne eine reine Verwaltungsbehörde zu sein, den technischen Bedürfnissen der einzelnen Postbetriebszweige zur Verfügung steht. So wurde das Telegraphentechnische Reichsamt gegründet, und zwar als eine höhere Reichsbehörde, die dem Reichspostministerium untersteht. In diesem Telegraphentechnischen Reichsamt sind all die Stellen vereinigt, die für den technischen Betrieb der postalischen Einrichtungen unentbehrlich sind.

Jetzt wird die Organisation dieser neuen Reichsbehörde veröffentlicht: An der Spitze des Telegraphentechnischen Reichsamts steht ein Präsident mit zwei Abteilungsdirektoren; das Amt wird in acht Abteilungen gegliedert, auf die die einzelnen Aufgaben des neuen Reichsamts verteilt sind, wie z. B. Fernleitungen, Funkwesen, Apparatebau und -beschaffung, Linienbau und Bauzeugbeschaffung. Das Telegraphentechnische Reichsamt hat bei den wichtigen Entwicklungsaufgaben des Betriebes und des Baues der Linien und Apparate mitzuwirken, die Leistungsfähigkeit und Wirtschaftlichkeit der Telegraphen-, Fernsprech- und Funkanlagen durch eigene Forschung und praktische Tätigkeit zu fördern und die Oberpostdirektionen technisch zu beraten, ferner die Aus- und Fortbildung der Telegraphenbeamten zu leiten und zu überwachen Außerdem liegt ihm die Beschaffung der Apparate, der Stromquellen, des Telegraphenbauzeugs und gewisser Gegenstände des Postdienstbedarfs ob, ferner die Übernahme technischer Aufgaben aus dem Gebiete der Post, die von sachverständigen Beamten mit technischer Vorbildung bearbeitet werden müssen. So sind z. B. der Abteilung II wissenschaftliche Versuche und Untersuchungen theoretischer, experimenteller und technischer Art auf dem Gebiete des Telegraphen- und Fernsprechwesens sowie des Funkwesens zugeteilt, während die Abteilung III für die Ausgestaltung und Verbesserung des Fernsprechbetriebs, Schaffung neuer Absatzwege durch mehrfache Schaltungen und die Verbesserung des elektrischen Zustandes der Fernleitungen durch Erhöhung des Induktionsschutzes zu sorgen hat. Die Abteilung IV beschäftigt sich hauptsächlich mit den Aufgaben des Funkwesens und nimmt damit das bisher arbeitende Funkbetriebsamt in sich auf.

Durch eine besondere Verfügung wird die Zusammenarbeit zwischen dem Telegraphentechnischen Reichsamt und den Oberpostdirektionen geregelt, denen durch die neue Behörde eine einwandfreie technische Beratung zuteil werden soll.

Wesentliche Erhöhung der Wörterleistung im Verkehr Nauen—Amerika. Am 5. April d. J. wurde zum ersten Mal die Telegraphiergeschwindigkeit von Nauen nach Amerika von 50 auf 80 Wörter in der Minute stufenweise gesteigert. Am gleichen Tage lief aus Marion die Bestätigung des Telegramms ein, wobei besonders die Exaktheit der Zeichengebung gelobt wurde. Dabei war in Nauen die 400 kW-Anlage mit der Welle 12600 m unter Benutzung eines Wheatstone-Gebers mit normalen Morsezeichen, einem Spezialtastrelais bei Benutzung der neuen Tastdrossel verwendet. Der Empfang geschah in Amerika mit Lichtschreiber.

Bei einer zweiten Schnellsender-Versuchsperiode am 14. April wurde Pressetext mit einer Telegraphiergeschwindigkeit von 80 Wörtern unter denselben Verhältnissen gesendet. Aus der bereits nachmittags eintreffenden Empfangsbestätigung aus Amerika ging wieder hervor, daß die Übermittlung der Telegramme trotz der großen Geschwindigkeit vorzüglich gelungen war. Weitere Versuche stehen bevor.

Persönliches. Prof. Dr. Heinrich Faßbender hat eine Berufung als Nachfolger von Prof. Simons auf dem Lehrstuhl für Elektrotechnik und als Direktor der Abteilung für Elektrotechnik und Mechanik der National-Universität in La Plata angenommen. Er tritt die Ausreise Anfang Januar an.

Metzke & Greim · Tief- und Hochbau

Berlin SW·61 · Belle-Allianceplatz 7-8

Fernsprecher · Moritzplatz 10270

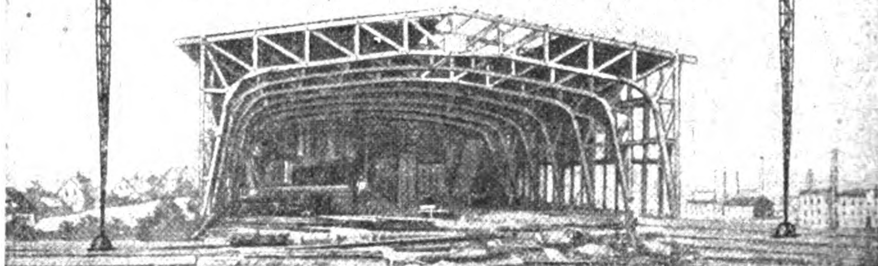
Eisenbahn · Kanal- u. Strassenbau

Teer-Zement-Pflaster D.R.P. u. A.P. System F. Absolon.

Industrie- und Kleinsiedlungsbau.

Weitgespannte freitragende Holz-Konstruktionen Dachbinder D.R.P. 313110

Hölzerne Antennentürme u. Maste.



Für unsere Patentsachen suchen wir

1) Ingenieur od. Physiker

mit Spezialkenntnissen der Nachrichtenübermittlung mit und ohne Draht und reichen Erfahrungen auf dem gesamten Gebiet des gewerblichen Rechtsschutzes; Bewerber mit Praxis in der Hochfrequenztechnik werden bevorzugt.

2) Ingenieur

mit guten Allgemeinkenntnissen in der Schwachstromtechnik, möglichst mit Erfahrungen im Patentwesen.

Bewerbungen mit Zeugnisabschriften, Gehaltsansprüchen, Referenzen und frühestem Eintrittstermin an

C. Lorenz Aktiengesellschaft
Berlin-Tempelhof, Lorenzweg.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. September 1921. Heft 3.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Der gegenwärtige Stand der Hochfrequenztelephonie und -telegraphie längs Leitungen in Amerika.

Von Dipl.-Ing. **Elsen.**

Im „Journal of the American Institute of Electrical Engineers" ist eine Arbeit der Ingenieure E. H. Colpitts und O. B. Blackwell veröffentlicht, die zumal in Deutschland größere Beachtung finden dürfte. Da bisher nur ungenaue Nachrichten zu uns gelangten, ist es zu begrüßen, daß in dieser Arbeit zum ersten Male eine Zusammenstellung der Entwickelung und der gegenwärtige Stand der Hochfrequenztechnik in Amerika gegeben wird.

In einer längeren, weitausholenden Einleitung legen die Verfasser die verschiedenen Verfahren zur Mehrfachausnutzung von bestehenden Telegraphenleitungen dar unter Zugrundelegung von Wechselströmen verschiedener Frequenz nach Eliesha Gray, Bell, von Rysselberghe, Edison und Mercadier. Hierbei wurden in bekannter Weise von den verschiedenen an eine Leitung angeschalteten Sendestationen Ströme verschiedener Frequenz ausgesandt. Die empfangenden Apparate waren lediglich mechanisch mit den betr. Frequenzen in Resonanz gebracht.

In den 90er Jahren des vergangenen Jahrhunderts wurde von Pupin, Hutin und Leblanc, John Stonestone an Stelle von mechanischer Resonanz elektrische angewandt.

Gibboney, Hutin und Leblanc und Stone erkannten bald, daß eine Anwendung dieses Systems auf die Telephonie nur möglich ist durch Verwendung von hohen Frequenzen des eigentlichen Trägerstromes (Carrier current) zwecks Erhaltung der Charakteristik des Sprechstromes.

Durch die Entwicklung der drahtlosen Technik wurde dieser Gedanke des Übertragens von Sprechströmen auf Draht mittels hochfrequenter Schwingungen ungeahnt gefördert.

Vreeland benützte 1906 seinen bekannten Oszillator als Generator von Trägerströmen (Carrier). In Deutschland verwandte um 1910 Dr. Ruhmer Poulsongeneratoren als Hochfrequenzerzeuger. Die Aufdrückung der Sprechströme erfolgte durch Mikrophone. Der Empfänger entsprach dem in der drahtlosen Technik damals gebräuchlichen Typ.

1914 ging auch die Bell-Gesellschaft an die Entwicklung eines Hochfrequenzsystems für den öffentlichen Verkehr.

Während des Krieges wurde eine Versuchsanlage: Pittsburgh—Washington mit gutem Erfolge eingerichtet.

Die historische Einleitung der amerikanischen Veröffentlichung muß vom deutschen Standpunkt aus folgendermaßen ergänzt werden.

Eine für die Praxis wirklich geeignete Ausgestaltung der Hochfrequenztelephonie war erst möglich, nachdem brauchbare Verstärkerröhren ausgeführt waren. Schon allein dadurch ist es zu erklären, daß alle Versuche vor dem Krieg im Laboratoriumsstadium stecken blieben und nicht einmal soweit kamen, daß die eigentlichen Probleme dieser neuen Technik richtig erkannt wurden.

Die ersten brauchbaren Apparate für Telephonie und Telegraphie wurden von Faßbender und Habann während des Krieges bei der Technischen Abteilung für Funkergerät konstruiert und im Spätsommer 1918 praktisch erprobt. Nach dem Krieg wurden sowohl von den Deutschen Telephonwerken, als auch von der Telefunkengesellschaft zusammen mit dem Telegraphentechnischen Reichsamt Systeme für die Deutsche Reichspost entwickelt. Auch die Lorenz A.-G. und die Erich Huth G. m. b. H. haben sich mit der Hochfrequenztelephonie beschäftigt. Bezüglich Einzelheiten sei auf die unten angeführte Literatur verwiesen.[1])

Richtlinien bei der Verwendung.

Colpitts und Blackwell gehen in ihrer Arbeit zunächst auf die theoretischen und praktischen Grundlagen ein, auf denen die Hochfrequenztechnik, vor allem die H.-F.-Telephonie auf Leitungen bedeutet.

Es wird zunächst ein Einfachverkehr in nur einer Richtung einschließlich Erzeugung von Hochfrequenzstrom, Sprachaufdrückung beim Sender und Gleichrichtung beim Empfänger besprochen. Im Anschluß hieran wird der Mehrfachverkehr in einer Richtung und ein Einfach- und Zweifachverkehr in beiden Richtungen erörtert. Hierauf folgt die Erläuterung eines Systems, bei dem kein freier, von Sprache unbeeinflußter Hochfrequenzstrom über die Leitung geht und einer besonderen Art von Hochfrequenzerzeugung für dieses System. Zum Schluß werden die oben erwähnten Zwischenverstärker (repeater) und Meßapparate u. dgl. besprochen.

Auf eine Darstellung der Erzeugung von Hochfrequenzströmen haben die Verfasser verzichtet und sie als bekannt vorausgesetzt.

---

1) Vgl. Elektrot. Ztschr. Heft 15, S. 171, 1919; Telegraphen- u. Fernsprech-Technik VIII, S. 29, 1919; Jahrb. f. drahtl. Telegr. 14, S. 451 ff., 1919; Elektrot. Ztschr. S. 383 u. 394, 1919; Elektrot. Ztschr. Heft 8, S. 161, 1920; Elektrot. Ztschr. Heft 29, S. 572, 1920; Jahrb. f. drahtl. Telegr. S. 407 ff., 1920; Telefunken-Zeitschrift Heft 20, S. 5 ff. u. S. 7 ff., Heft 21, S. 63 ff., S. 67 ff.; Monatsblätter des Berliner Bezirksverein deutscher Ingenieure Heft 4, 1920; Elektrot. Anzeiger S. 149 ff., 1920; Elektrot. Anzeiger S. 57 ff., 1920; El. u. Maschinenbau S. 501, 1920; Elektrot. Ztschr. S. 706, 1920; Elektrot. Ztschr. S. 706, 1025 u. 1043, 1920; Königl. Tel.Cirkular Stockholm S. 74 ff. u. S. 89 ff., 1919; Elektrot. Ztschr. S. 1043 ff., 1920; Radio Rev. S. 715, 1920.

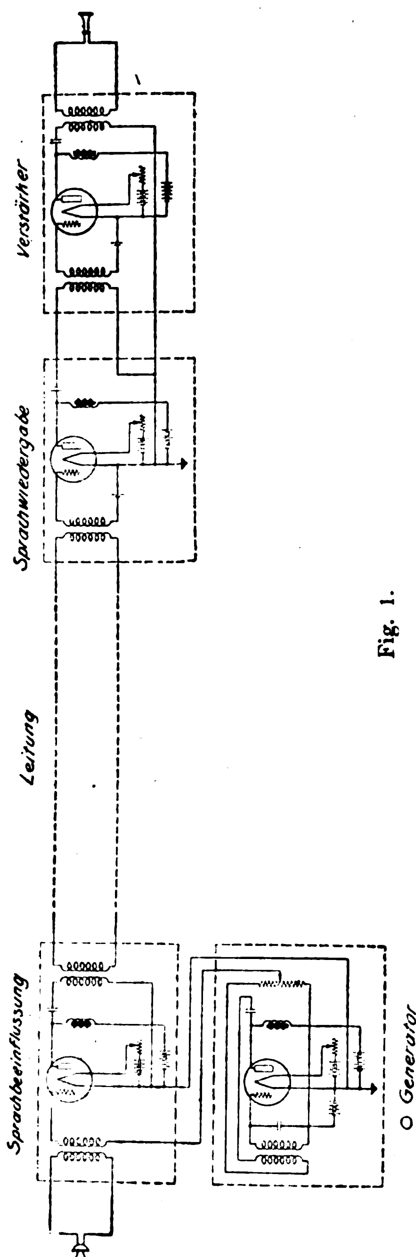


Fig. 1.

Einen größeren Raum in der Arbeit nimmt die Besprechung der Vorgänge bei der Sprachaufdrückung (Modulation) ein (Fig. 1).

Die Verfasser legen an der Hand von mathematischen Beziehungen dar, daß die Übertragung der Sprache auf die Hochfrequenz nicht auf einer eindeutig bestimmten Hochfrequenzwelle stattfindet, sondern auf einem Wellenbereich, der seiner Frequenz nach zwischen den Werten liegt: Hochfrequenzwelle plus 200 bis Hochfrequenz plus 2000 und ferner: Hochfrequenzwelle minus 200 bis Hochfrequenz minus 2000.

Infolge der bekannten Beziehung zwischen Anodenstrom und Gitterspannung (Röhrencharakteristik) ist der abgegebene Anodenstrom nicht direkt proportional den schwankenden Gitterspannungen. Fig. 2 stellt diese Vorgänge dar. Da nicht ohne weiteres zu ersehen ist, welches die Resonanzfrequenz des die Welle nach einer entfernten Station weiter gebenden Kreises ist, so wird zunächst untersucht, welche Teilfrequenzen in der Hochfrequenzwelle (Trägerwelle = carrier) vorhanden und welche davon wichtig sind. In der Niederfrequenztelephonie hat man in analoger Weise durch Analyse der Resonanzkurve einer Sprachwelle festgestellt, welche der Frequenzen wichtig sind und welche vernachlässigt werden können und hat auf Grund der gefundenen

Ergebnisse die Möglichkeit gehabt, die Stromkreise für Sprachübermittlung richtig zu bestimmen. Man fand, daß man eine gute Sprache erhält, wenn die Stromkreise imstande sind, alle Wechselströme, deren Frequenz zwischen 200 bis 2000 Perioden pro Sekunde liegen, zu übertragen. Diese Erfahrungen aus der Niederfrequenztelephonie können ohne weiteres auf das Problem der Hochfrequenztelephonie übertragen werden, wenn bekannt ist, welche Teilfrequenzen in der durch die Sprache beeinflußten Hochfrequenzwelle vorhanden und wichtig sind

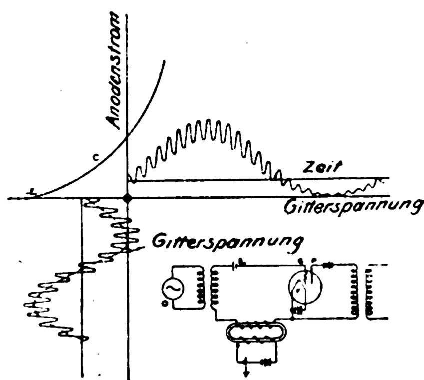


Fig. 2.

und welche Beziehungen zwischen diesen Komponenten und den Teilfrequenzen der Sprechwelle bestehen (siehe die Veröffentlichungen von Carson: Proceeding J. R. E. Vol. 7, page 187, 1919, und van der Bijl: The Termionic Vacuum Tube, 1920, Mc Graw-Hill Book Co., Inc).

Es liege ein sinusförmiger Strom der im Sprechgebiet liegenden Frequenz $\frac{q}{2\pi}$ als zusammengesetzte Sprechwelle vor.[1]) Die Randkurve einer hierdurch beeinflußten Hochfrequenzwelle wird sich offenbar stark einer Sinuslinie nähern und die Stromstärke i_t ist gegeben durch die Gleichung:

$$i_t = P(1 + k \cos q\,t) \cos p\,t$$

Diese Gleichung stellt einen Hochfrequenzstrom von der Frequenz $\frac{p}{2\pi}$ dar, dessen Amplitude sinusförmig zwischen den Werten $(1 - k)\,P$ und

1) Vgl. hierzu Carl Lübben, Zeitschrift f. Fernmeldetechnik, 2, S. 145, 1921. Die Schriftleitung.

$(1 + k) P$ schwankt, wobei k ein Proportionalitäts-Faktor der überlagerten Sprechwelle ist. Durch Transformation obiger Gleichung erhält man die Komponenten:

$$i_t = P \cos p t + P \cdot \frac{k}{2} [\cos (p + q) t + \cos (p - q) t]$$

Der erste Ausdruck stellt eine Komponente des Hochfrequenzstromes dar, dessen Amplitude P vollkommen unabhängig ist von q und k und der sich also an der Übertragung der aufgedrückten Sprechwelle nicht beteiligt. Der zweite Ausdruck stellt die aktive Komponente dar. Es kommen hierin die Summe bzw. Differenz der Hochfrequenz bzw. Sprechfrequenz vor.

Hieraus folgt, daß jede Einzelfrequenz der aufgedrückten Sprechwelle in der durch sie beeinflußten Hochfrequenzwelle durch 2 Komponenten wieder gegeben wird, von denen die eine ihrer Frequenz nach um die Frequenz der Sprechkomponenten größer, die andere um denselben Betrag kleiner ist als die Hochfrequenzwelle. Es werden demnach alle wichtigen Komponenten der Sprechwelle wiedergegeben, wenn diejenigen Komponenten der modulierten Hochfrequenzwelle übermittelt werden, deren Frequenzen innerhalb zweier Frequenzbereiche (side bands) liegen, nämlich 1. Hochfrequenz + 200 Perioden bis Hochfrequenz + 2000 Perioden und 2. Hochfrequenz minus 200 Perioden bis Hochfrequenz minus 2000 Perioden.

Diese Bereiche werden in der Arbeit als die oberen bzw. unteren Frequenzbereiche (the upper and lowes side bands) bezeichnet.

Sprachwiedergabe (demodulation).

Hierunter versteht man den Vorgang, der die ursprünglich niederfrequente Sprechwelle ohne die Hochfrequenzwelle, der sie überlagert war, wiedergibt. Die seit langen Jahren angewandten Detektoren (elektrolytische, Kristalldetektoren) wirken durch ihre nicht lineare Strom-Spannungscharakteristik. In der heutigen Zeit wird für diesen Zweck fast ausschließlich die Dreielektroden-Hochvakuumröhre benutzt.

In Fig. 1 ist auf der Empfangsseite ein solcher Gleichrichter für die Sprachwiedergabe (demodulator) gezeigt. Dem Gitterkreis des Gleichrichters oder Audions wird die beeinflußte Hochfrequenz zugeführt. Der Vorgang im Audion ist analog dem bei der Sprachaufdrückung, wobei Wechselspannungen zweier verschiedener Frequenzen auf den Gitterkreis (input circuit) übertragen werden, während im Anodenkreis

(output circuit) eine vollständige Stromwelle erscheint. Bei der Analyse der Anodenstromwelle ergeben sich Teilströme von den beiden Frequenzen, die dem Gitterkreis aufgedrückt worden sind. Hierbei

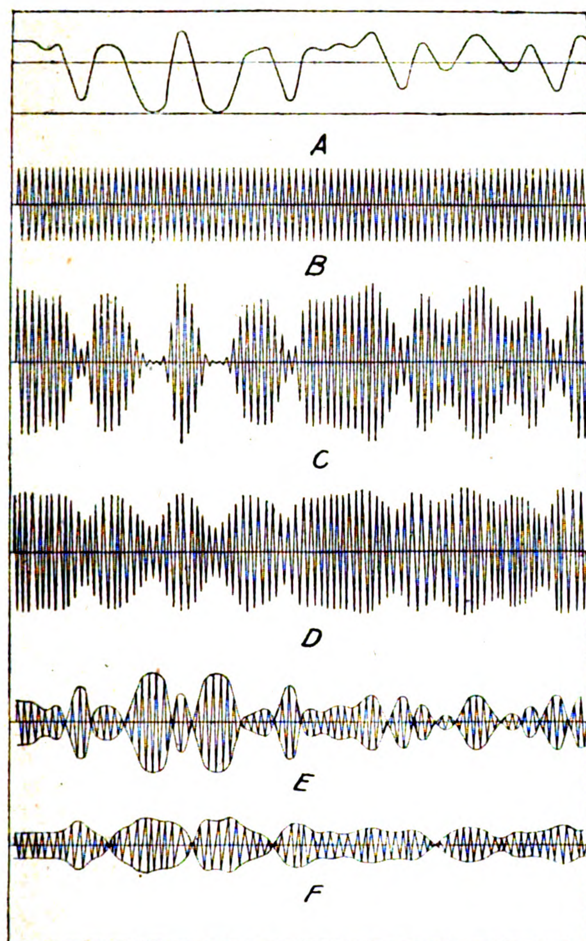


Fig. 3.

ist die Frequenz der einen Komponente gleich der Summe, die andere gleich der Differenz der Teilfrequenzen.

Da nun die Sprache sowohl vom oberen als auch vom unteren Seitenbereich hervorgebracht werden kann, ist es nicht nötig, beide

Bereiche (oberen und unteren) zu übertragen. Deshalb können die weiter unten beschriebenen Siebkreise so gewählt werden, daß sie nur einen Frequenzbereich übertragen. Da dies den Frequenzbereich, welche jedem Hochfrequenzgespräch angewiesen ist, halbiert, so ist die große Wichtigkeit hiervon sofort erkennbar. In Fig. 3 sind diese Verhältnisse dargestellt. In dieser Abbildung bedeutet:

A = die Welle, die die Modulation veranlaßt,

B = den Trägerstrom,

C = modulierte Welle, Trägerstrom und beide Seitenbanden,

D = modulierte Welle, Trägerwelle und eine Seitenbande,

E = modulierte Welle, beide Seitenbanden,

F = modulierte Welle, eine Seitenbande.

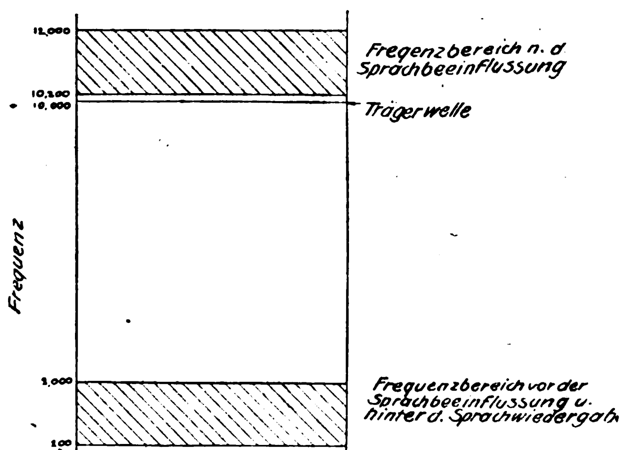


Fig. 4.

Man kann die Vorgänge bei der Sprachbeeinflussung und -wiedergabe kurz so zusammenfassen: Bei der Sprachbeeinflussung wird der normale Sprachfrequenzbereich auf einen Bereich geboben, der nahe an der Frequenz des Trägerstromes liegt, bei der Sprachwiedergabe vollzieht sich der analoge Prozeß nur in umgekehrter Richtung (vgl. Fig. 4).

Siebketten (Electrical filter).

Sollen auf einer einzigen Leitung mehrere Hochfrequenzgespräche betrieben werden — der Einfachheit halber sind hier nur Gespräche in einer Richtung angenommen —, so muß jedes Hochfrequenzsystem

mit der Linie durch Wahlstromkreise verbunden werden. So dürfen den Empfänger nur die Ströme eines bestimmten Frequenzbereiches erreichen, auf die er abgestimmt ist; andererseits darf der Sender nur Ströme eines nur für den entsprechenden Empfänger bestimmten Frequenzbereiches in die Leitung schicken, da sonst gegenseitige Störungen auftreten.

Wie später noch gezeigt wird, ist der wünschenswerte Frequenzbereich stark begrenzt. Deshalb müssen bei einem beabsichtigten Mehrfachhochfrequenzbetrieb die Frequenzzwischenräume zwischen den jeweiligen Trägerfrequenzen möglichst klein gehalten werden. Jedoch selbst bei den idealsten Apparaten müssen aus den oben dargelegten Gründen die einzelnen Trägerfrequenzen einen Abstand haben von ca. 2000 Perioden/Sekunde.

Man würde demnach den Siebkreis als ideal anzusprechen haben, der mit guter Wirkung einen Frequenzbereich bis zu ca. 2000 Perioden/Sekunde oberhalb des eigentlichen Hochfrequenzstromes übertragen und der alle Frequenzen außerhalb dieses Bereiches fernhalten würde.

Eine derartige Anordnung ist von Dr. G. A. Campbell gefunden und untersucht worden, bevor man überhaupt in der Lage war, das Problem der Hochfrequenzübertragung zu lösen, d. h. noch vor der Entwicklung der Röhrengeneratoren. Aus Fig. 5 oben geht die auch in Deutschland bekannte und vielfach angewandte Anordnung hervor, die aus einem Netzwerk von Selbstinduktionen und Kapazitäten besteht und nur Frequenzen eines bestimmten Bereiches, für die sie berechnet sind, ohne nennenswerte Dämpfung hindurchlassen, dagegen alle außerhalb dieses Bereiches liegenden Frequenzen stark dämpft. Durch Vermehrung der einzelnen Glieder dieser Siebkette kann ihre Wirkung bis zu dem gewünschten Grad gesteigert werden. Die Dämpfungscharakteristik dieses „Frequenzbereichfilters" („band-pass filter") ist in Fig. 5 unten zu ersehen.

Die punktierte Kurve stellt die Dämpfungscharakteristik eines lose gekoppelten Kreises dar. Hieraus geht hervor, daß sich letzterer für die Zwecke der Hochfrequenztelephonie weniger gut eignet wegen seiner scharfen Resonanz.

Ist nun die Aussiebung einer Siebkette über den ganzen hindurchgelassenen Frequenzbereich gleichmäßig, so hat dies dieselbe Wirkung, als wenn die Freileitung verlängert wird, wodurch alle Frequenzen gleich stark gedämpft werden. Erstreckt sich dagegen die Aussiebung nicht gleichmäßig über den betr. Frequenzbereich, so werden einzelne Frequenzen stärker, die anderen schwächer gedämpft,

wodurch die Sprachqualität verschlechtert wird. Zur Erzielung von Siebketten der gewünschten Charakteristik sind in erster Linie Selbstinduktionen mit hoher Zeitkonstante und geeignete Kondensatoren notwendig. Die Selbstinduktionsspulen besitzen einen Eisenkern aus besonders fein unterteiltem Eisen. um eine große Zeitkonstante zu er-

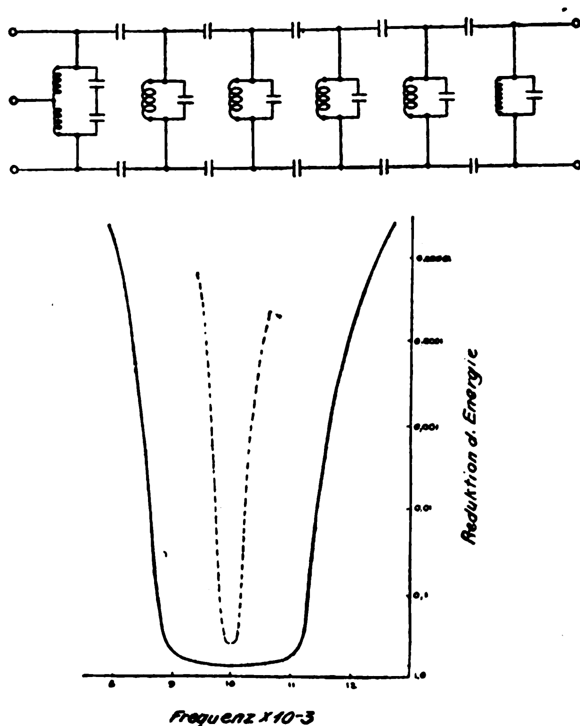


Fig. 5.

zielen. Diese Spulen besitzen auch den Vorteil einer wesentlich geringeren Streuung als eisenlose Spulen. Auch sonst werden die bei dem Hochfrequenzsystem benötigten Transformatoren mit diesen Eisenkernen ausgestattet. Genauere Angaben von Einzelheiten sollen nach einer Bemerkung der Verfasser später erscheinen.

Wie oben angedeutet, bestimmt die Dämpfung der Siebkette den nötigen Frequenzabstand zwischen den Frequenzbereichen der einzelnen auf eine Leitung zu legenden Hochfrequenzgespräche. Die Dämpfung der Siebkette ist praktisch unabhängig von dem Widerstand der Spulen

und von dem Verlust in den Kondensatoren, sie ist vielmehr durch die Anordnung und Werte der Selbstinduktionen in jedem Teil der Kette und durch die Anzahl dieser Teile bestimmt.

Es hat sich als günstig erwiesen, einen Zwischenraum zwischen den für jedes Gespräch nötigen Frequenzbereichen von ca. 1000 Perio-

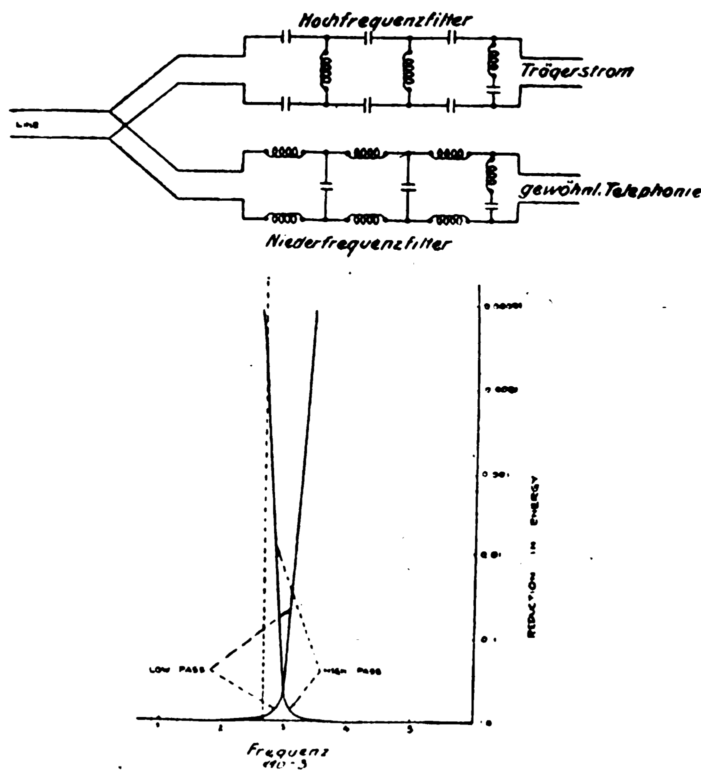


Fig. 6.

den/Sek. zu lassen, d. h. etwa 3000 Perioden als Abstand zwischen den Frequenzen der jeweiligen Trägerströme.

Im Fernamt selbst sind die Hochfrequenzapparate durch eine Hochfrequenzdrossel „High-pass-filter“ mit der Leitung verbunden, die nur die Hochfrequenzströme eines bestimmten Frequenzbereiches hindurchläßt, dagegen Niederfrequenzströme unterdrückt.

In gleicher Weise werden die Niederfrequenzapparate durch einen

Niederfrequenzdrosselsatz „Low-pass-filter“ mit der Leitung verbunden, der nur Sprechfrequenzen hindurchläßt. Aus Fig. 6 ist die schematische Anordnung dieser Filter und ihre Dämpfungscharakteristiken zu ersehen. Hierbei fällt die scharfe Trennung selbst zwischen sehr nahe liegenden Frequenzen auf. Ein Niederfrequenzdrosselsatz wird ferner in der Niederfrequenzseite des Hochfrequenzempfängers verwendet, um zu verhindern, daß außer der Sprache noch höhere Frequenzen zum Teilnehmer gelangen.

Anordnungen für einen Hochfrequenzgegensprechverkehr.

Die Aufgabe, einen Hochfrequenzgegensprechverkehr zu ermöglichen, ist analog dem Problem, das bei der Anpassung eines Niederfrequenzzwischenverstärkers an die bestehenden Leitungsverhältnisse zu

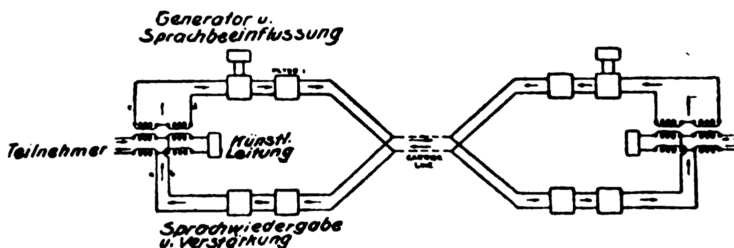


Fig. 7.

lösen war. Der Hochfrequenzsender und -empfänger einer jeden Station liegen, wie auch bei einigen Ausführungen in Deutschland, parallel an der Leitung unter Zwischenschaltung von entsprechenden Siebketten. Wenn auch aus praktischen Gründen es nicht möglich ist, dieselbe Frequenz in beiden Richtungen zu benutzen, so ist doch bei einem solchen System das Studium der einzelnen Vorgänge leichter zu übersehen, weshalb auch die Verfasser näher darauf eingehen.

Fig. 7 stellt das Schema einer solchen Anordnung dar. Um eine Störung des eigenen Senders durch den eigenen Empfänger zu vermeiden, ist eine Brückenschaltung angewendet. Wenn die Charakteristik der künstlichen Leitung gleich der der Stammleitung ist, so wird, falls durch den Empfänger irgendeine Wechselspannung aufgenommen wird, nichts auf den Kreis *c*—*d* des Senders übertragen. Aus diesem Grunde kann also ein Selbsttönen der Apparate nicht auftreten. Entspricht jedoch die künstliche Leitung bei der einen Station nicht genau der benutzten Stammleitung, so würde bei dieser Station ein ört-

liches Tönen auftreten können, da ja die von der Gegenstation kommende Energie durch die Verstärkerwirkung bedeutend vergrößert wird.

Zur Vermeidung dieser Art des Tönens kann man zwei verschiedene Trägerfrequenzen in den beiden Richtungen verwenden. Dann kann eine Beeinflussung des eigenen Senders durch den eigenen Empfänger nicht eintreten, da die entsprechenden Siebketten nur die eine Frequenz, für die sie berechnet sind, hindurchlassen. Dagegen kann hierbei eine andere Art des Tönens auftreten, das: end to end singing, d. h. der Sender der Station *A* kann über den Empfänger der Station *B* den Sender von *B* beeinflussen, von wo dann der Empfänger von *A* wieder erregt wird. Dies ist aber nur möglich, wenn

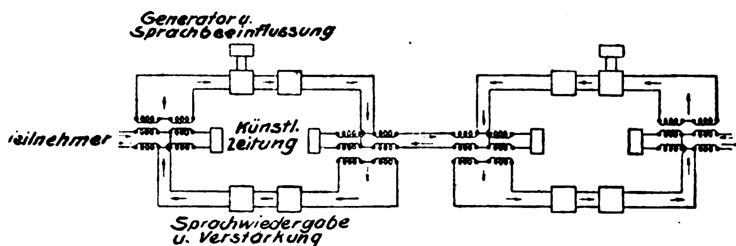


Fig. 8.

1. die bei der Übertragung entstehenden Verluste durch die Verstärkerwirkung mehr als kompensiert werden,
2. die künstlichen Leitungen an beiden Endstationen schlecht abgeglichen sind.

Jedesfalls ist zur Vermeidung dieser Art des Tönens keine so große Genauigkeit in der Abgleichung der künstlichen Leitungen notwendig wie im Falle der Verwendung von gleichen Frequenzen in beiden Richtungen.

Durch eine andere Anordnung kann man jedoch auch unter Verwendung ein und derselben Frequenz in beiden Richtungen ein örtliches Tönen verhindern (vgl. Fig. 8).

Hierbei ist, wie aus dem Schema hervorgeht, eine Beeinflussung des eigenen Empfängers durch den eigenen Sender durch eine zweite Brückenschaltung auf der Hochfrequenzseite verhindert, deren einen Zweig die Hochfrequenzleitung, den anderen Zweig eine genau abgeglichene künstliche Leitung bildet.

Nach den bisherigen Erläuterungen ist ohne weiteres Fig. 9 zu verstehen, die 4 Hochfrequenzgespräche in beiden Richtungen außer dem Niederfrequenzgespräch gestattet.

Sprechruhe oder Hochfrequenzunterdrückung (carrier suspression).

Zum Betriebe eines Hochfrequenztelephoniesystems auf langen Leitungen ist die Lösung eines Problems, das auch in Deutschland seit langem kultiviert wurde,[1]) von größter Wichtigkeit, das der sogen. Sprechruhe. Man versteht darunter, daß Hochfrequenzenergie nur dann in die Fernleitung gelangt, wenn gesprochen wird, daß dagegen bei

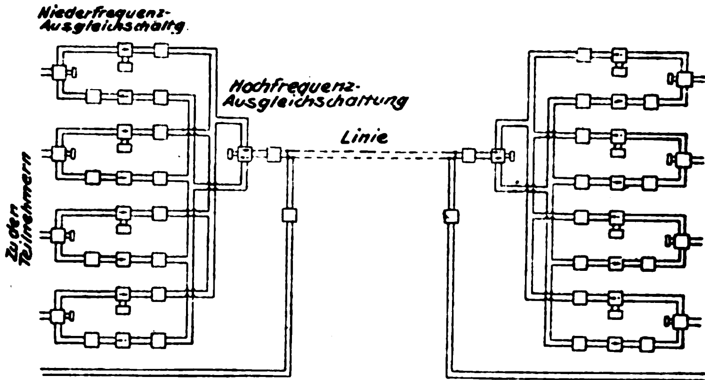


Fig. 9.

Gesprächspausen keine Sendeenergie übertragen wird. Die Wichtigkeit dieses Problems ist wohl jedem Fachmann klar. Die Amerikaner haben nun eine Einrichtung getroffen, bei der selbst während des Sprechens

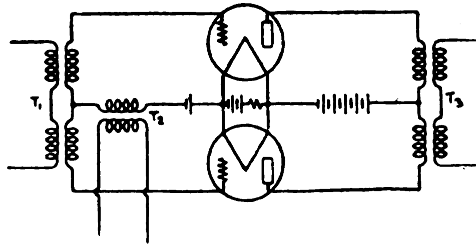


Fig. 10.

nur zu dem Zweck Trägerenergie in die Leitung gesandt wird, um den Frequenzbereich, in dem die Charakteristik der Sprache enthalten ist, zu übertragen.

In Fig. 10 ist diese Anordnung (2 Röhren in der sogen. push pull Anordnung) gezeigt.

---

1) Vgl. die Veröffentlichungen von Faßbender und Habann.

Durch den Eingangstransformator T_1 gelangt die Sprache zu den Gittern der beiden Röhren und lädt sie entgegengesetzt auf für die Zeit ∂t.

Durch den Transformator T_2 wird die eigentliche Hochfrequenzenergie denselben beiden Gittern zugeführt. Wird nun nicht gesprochen, so sind die hochfrequenten Anodenströme beider Röhren gleich und entgegengesetzt und gelangen deshalb über den Ausgangstransformator T_3 nicht in die Leitung. Wird aber gesprochen, so wird in einem Zeitpunkt das Gitter der einen Röhre negativ, das andere positiv aufgeladen. Es wird dann also der durch die Sprache beeinflußte Anodenstrom der einen Röhre den der anderen überwiegen und durch T_3 in die Leitung gelangen.

Harmonischer Generator.

Auf einer Station, auf der mehrere Hochfrequenztelephonieapparate installiert sind, kann man für alle diese einen gemeinsamen Hochfrequenzgenerator aufstellen. Hierzu wird ein Röhrengenerator entsprechender Leistung gewählt, dessen Anodenstromkurve durch besondere Einrichtungen stark verzerrt ist, so daß in ihm sehr viele Oberschwingungen enthalten sind. Meist wird eine Grundschwingung von 5000 Perioden/Sek. erzeugt, so daß in ihm harmonische Oberschwingungen von 10 000, 15 000, 20 000 usw. Perioden/Sek. enthalten sind, die nun für jede Apparatur durch entsprechende Resonanzkreise herausgegriffen und durch einen kleinen Verstärker vergrößert werden.

Um nun die Gegenstation auch mit Hochfrequenzenergie zu versorgen, ohne dort einen Generator aufzustellen, ist folgende Anordnung getroffen. Der Strom der Grundfrequenz (5000 Per./Sek.) wird verstärkt und auf derselben Leitung zur Gegenstation geführt, wo durch entsprechende Resonanzkreise die gewünschten Oberschwingungen herausgegriffen und den betr. Apparaten zugeführt werden.

Das Hochfrequenzsystem, das mit der Unterdrückung des eigentlichen hochfrequenten Trägerstrom arbeitet, besitzt noch 2 andere wichtige Vorteile. Es können keine hörbaren Schwebungen zwischen verschiedenen Frequenzen auftreten. Andererseits sind bei der Verwendung des harmonischen Generators die allenfalls auftretenden Interferenzen — entsprechend der Differenz zwischen Grundfrequenz und den harmonischen Oberschwingungen — von höherer Frequenz (ca. 5000, 10 000 Per./Sek.) und werden durch den Niederfrequenzfilter zurückgehalten. Ein weiterer Vorteil dieser Anordnung besteht

darin, daß bei dauerndem Schwanken der Leitungscharakteristik der resultierende Sprechstrom nicht in demselben Maße schwankt, wie bei Systemen, die ohne Unterdrückung des Trägerstromes arbeiten.

Zwischenverstärker (repeaters).

Besonderen Wert haben die Amerikaner auf die Anwendung von Hochfrequenzzwischenverstärkern gelegt, ein Problem, dessen Wichtigkeit zur Überbrückung sehr langer Leitungen auch in Deutschland seit längerem erkannt ist.[1]) Man kann nun auf einer Zwischenstation mehrere Verstärker anordnen zur Verstärkung je eines Hochfrequenzgespräches in beiden Richtungen unter Verwendung von Zwischenkreisen oder Siebketten, die an die zu übermittelnden Frequenzen angepaßt sind. Es sind jedoch auch Zwischenverstärker durchgebildet

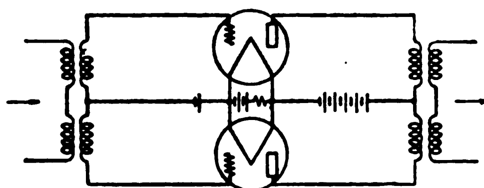


Fig. 11.

worden, die eine gleichzeitige störungsfreie Verstärkung von mehreren Hochfrequenzgesprächen auf einer Leitung gestatten. Für diese Zwecke ist der in Fig. 11 gezeigte Verstärker durchgebildet. Die Gitter der beiden Röhren werden in entgegengesetztem Sinne aufgeladen, wodurch sich die hieraus resultierenden Anodenströme addieren.

Der Grad der Verstärkung ist durch die Neigung zum Selbsttönen begrenzt. Auch hier können analoge Maßnahmen getroffen werden, wie bei den Niederfrequenzzwischenverstärkern. Wird in beiden Richtungen dieselbe Trägerfrequenz benutzt, dann kann die in Fig. 12 gegebene Anordnung mit Hochfrequenz-Ausgleichschaltung getroffen werden. Werden jedoch in beiden Richtungen verschiedene Trägerfrequenzen benutzt, so können Siebkreise eingebaut werden, um zu verhindern, daß der Anodenstrom des Verstärkers wieder zum Gitter gelangt. Zu gleicher Zeit kann dieser Zwischenverstärker auch niederfrequente Sprechströme neben den hochfrequenten verstärken. Jedoch trennt man für gewöhnlich durch entsprechende Siebkreise die Niederfrequenz von der Hochfrequenz. Denn es ist meist nicht nötig — in-

1) Vgl. die Ausführungen des Herrn Faßbender auf dem Verbandstag in Hannover.

folge der für Niederfrequenz wesentlich geringeren Leitungsdämpfung —, überall dort, wo ein Hochfrequenzzwischenstärker einzubauen ist, auch für Niederfrequenz eine Zwischenverstärkung vorzusehen.

Anruf bei Hochfrequenzbetrieb.

Um die Hochfrequenztelephonie als vollwertiges Nachrichtenmittel gebrauchen zu können, ist noch die Möglichkeit des gegenseitigen Anrufes der beiden Stationen zu erfassen. In dem Falle, wo freier Hochfrequenzstrom in die Leitung gesandt wird, haben die Amerikaner folgende Anordnung getroffen. Auf der Empfangsseite wird mit dem

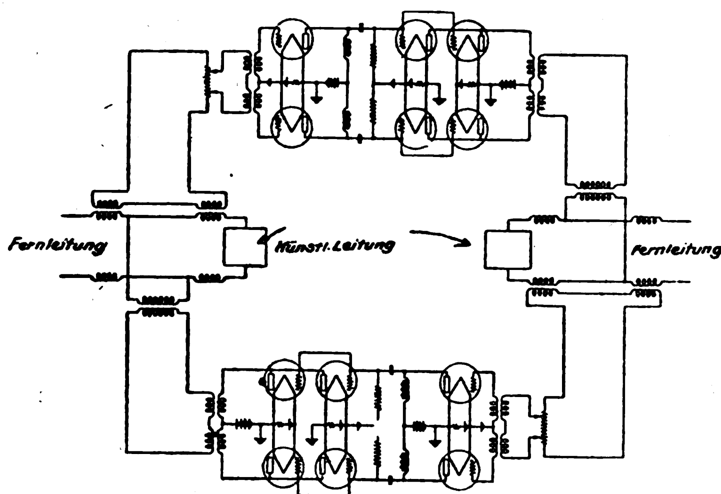


Fig. 12.

Audion eine besondere Hilfsröhre (Gleichrichter) derartig verbunden, daß der ankommende Hochfrequenzstrom in dem Anodenkreis dieser Röhre einen Gleichstrom ergibt, der stark genug ist, ein Relais dauernd anzuziehen. Wird nun ein z. B. 16periodiger Wechselstrom von der rufenden Station gesandt, so betätigt dieser Strom an der Hochfrequenzendstation ein besonderes Relais, das den Hochfrequenzstrom vom Empfänger der Endstation trennt. Hierdurch fällt das bisher gehaltene Relais ab und schließt einen neuen Wechselstromkreis, der nun das Anruforgan betätigt.

Bei dem mit unterdrücktem Hochfrequenzstrom arbeitendem System ist ein anderer Weg beschritten worden. Die Beamtin betätigt durch ihren Rufschlüssel ein Relais, welches seinerseits einen Wechselstrom

von ca. 130 Perioden zum Sendeverstärker leitet, wo er dem eigentlichen Hochfreqenzstrom aufgedrückt wird und nun in der bekannten Weise zur Gegenstation gelangt. Nach dem Durchgang durch das Audion erscheint er wieder als ein Niederfrequenzstrom von 130 Perioden und betätigt ein Relais — dasselbe, das auf der Sendestation den 130 periodigen Wechselstrom einschaltet — und schließt den Stromkreis für einen Wechselstrom von 16 Perioden, wodurch die Anruforgane betätigt werden. Die Anordnung dieser Einrichtungen wird weiter unten gezeigt.

Hochfrequenztelegraphie.

Die theoretischen Grundlagen für Hochfrequenztelegraphie sind dieselben wie für Hochfrequenztelephonie. Aus Fig. 13 geht die Wirkungsweise ohne weiteres hervor. In der Ruhelage schließt ein Relais den vom Oscillator kommenden hochfrequenten Strom kurz, sodaß nichts über den Sendeverstärker in die Leitung gelangt. Wird durch Drücken der Morsetaste das Relais betätigt, so gelangt der Hochfrequenzstrom in die Leitung und zur Gegenstation. Nach dem Passieren eines auf seine Frequenz abgestimmten Kreises gelangt es zum Empfangsverstärker und wird dann durch ein Audion gleichgerichtet. Das Audion besitzt eine bestimmte negative Vorspannung, um in den Ruhepausen ein Fließen des Anodengleichstromes zu verhindern. Der pulsierende Anodengleichstrom betätigt ein entsprechend einreguliertes Relais, das nun einen Lokalstromkreis für den Morseschreiber usw. schließt. Da hierbei der hochfrequente Strom immerhin eine gewisse Zeit zu seinem Aufbau und Abklingen benötigt, kann bei großer Telegraphiergeschwindigkeit der Fall eintreten, daß die Zeichen verstümmelt oder gar nicht wiedergegeben werden.

Bei dem Telegraphenbetrieb mittels Hochfrequenz hat es sich als praktisch erwiesen, an Stelle von Siebketten lose gekoppelte Resonanzkreise zu verwenden.[1])

Um ein unabhängiges, störungsfreies, gleichzeitiges Gegentelegraphieren zu gewährleisten, kann bei Verwendung derselben Frequenz in beiden Richtungen eine ähnliche Anordnung getroffen werden, wie sie aus der gewöhnlichen Morsetelegraphie allgemein bekannt ist. Wesentlich einfacher und ökonomischer ist die Verwendung von verschiedenen Frequenzen in beiden Richtungen.[2])

1) Erklärt sich daraus, daß hier kein Frequenzbereich, sondern eine Einzelwelle übertragen wird.

2) Kann nach deutscher Auffassung bestritten werden, vgl. Faßbender und Habann l. c.

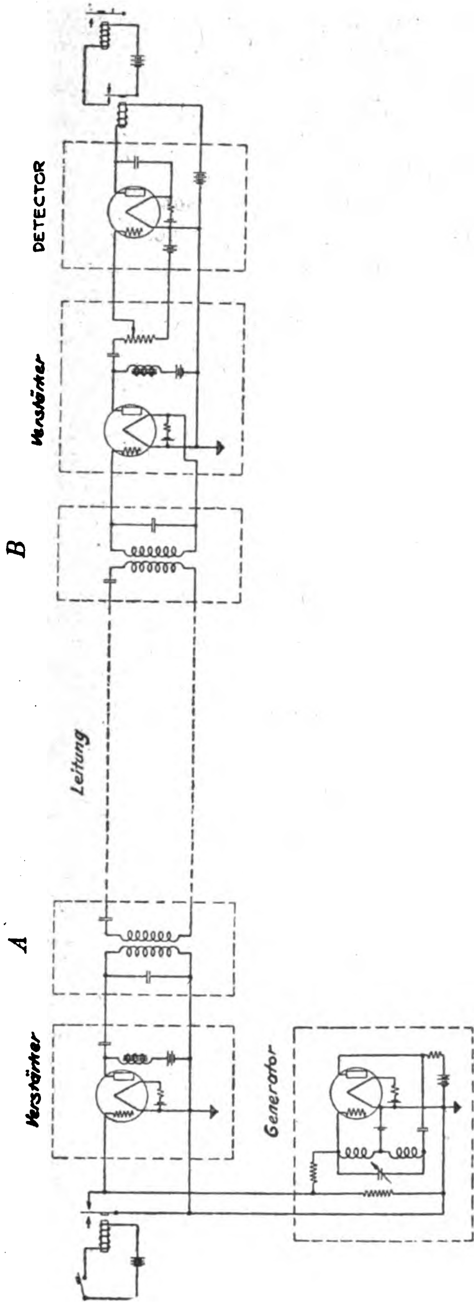


Fig. 13.
A = Auswahlsystem des Senders. *B* = Auswahlsystem des Empfängers.

Auch für Hochfrequenztelegraphie über sehr lange Leitungen haben sich nach den Erfahrungen der Amerikaner Zwischenverstärker gut bewährt. Es gilt hier dasselbe wie das über die Zwischenverstärker für Hochfrequenztelephonie Gesagte.

Leitungen.

Der Betrieb von Hochfrequenztelephonie bzw. -telegraphie ist in hohem Maße abhängig von dem Zustand der Leitungen. Infolge der hohen Frequenzen ist die Dämpfung auf der Leitung bedeutend größer als für Niederfrequenz, was aus den Kurven in Fig. 14 hervorgeht.

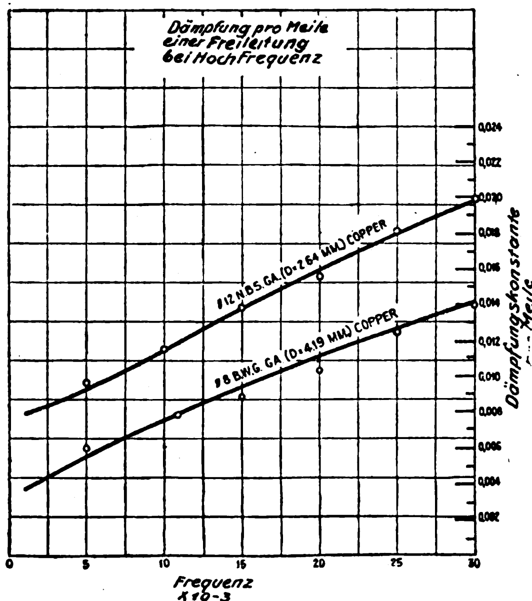


Fig. 14.

Gerade aus diesem Grunde hat sich die Verwendung von Zwischenverstärkern als sehr günstig herausgestellt. Ein Beispiel, für dessen zahlenmäßige Angaben wir den Amerikanern die Verantwortung überlassen müssen, mag dies erhärten. Für den Hochfrequenztelephoniebetrieb: Harrisbourg—Chikago, 750 engl. Meilen, war ohne Verwendung von Zwischenverstärkern eine Sendeenergie von **60 kW.** notwendig. Bei Verwendung von mehreren Hochfrequenzzwischenverstärkern — die in Abständen von ca. 200—400 km eingebaut waren, überstieg die Hochfrequenzenergie an keinem Punkte der Leitung den Wert von **0,1 Watt.**

Charakteristiken von Freileitungen bei Verwendung von Hochfrequenzströmen.

An der Hand von einigen Kurven werden im folgenden einige wichtige, jedoch allgemein bekannte Tatsachen besprochen.[1])

Aus der allgemeinen Formel: $\frac{i_2}{i_1} = e^{-l\alpha}$, wobei i_1 gleich der Pri-

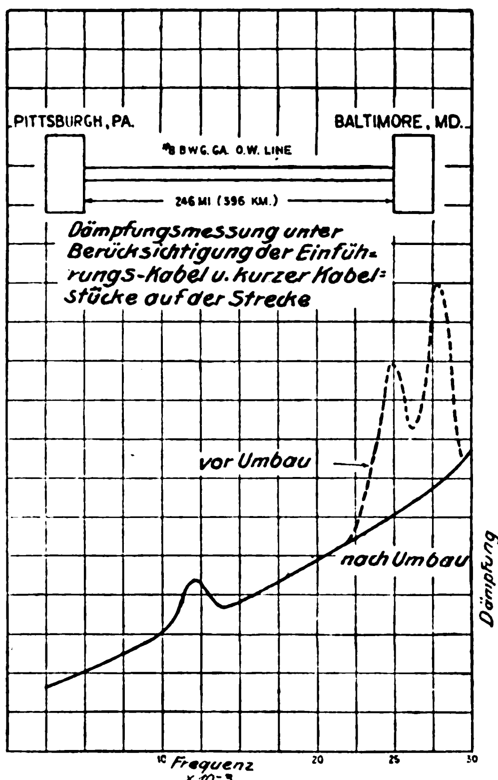


Fig. 15.

märstromstärke am Anfang und i_2 gleich der Sekundärstromstärke am Ende der Leitung, und α gleich dem reellen Teil der Formel:

$$\sqrt{(\Re + j\,\omega\,L)(G + j\,\omega\,C)}$$

ist, geht die räumliche Dämpfung auf einer Leitung hervor. Hierbei ist R = Ohmscher Widerstand, L = Selbstinduktion, G = Ableitung, C = Kapazität der betr. Leitung.

1) Vgl. Faßbender und Habann, Jahrbuch XV, S. 407 ff., 1920.

Auch für die Ströme hoher Frequenz haben L und C denselben Wert. Infolge des bekannten Skineffektes erhöht sich der Widerstand R der Leitung bei hohen Frequenzen ganz beträchtlich. Starken Einfluß auf die Größe der Dämpfung besitzt die Ableitung, die ja sehr stark vom Wetter abhängt.

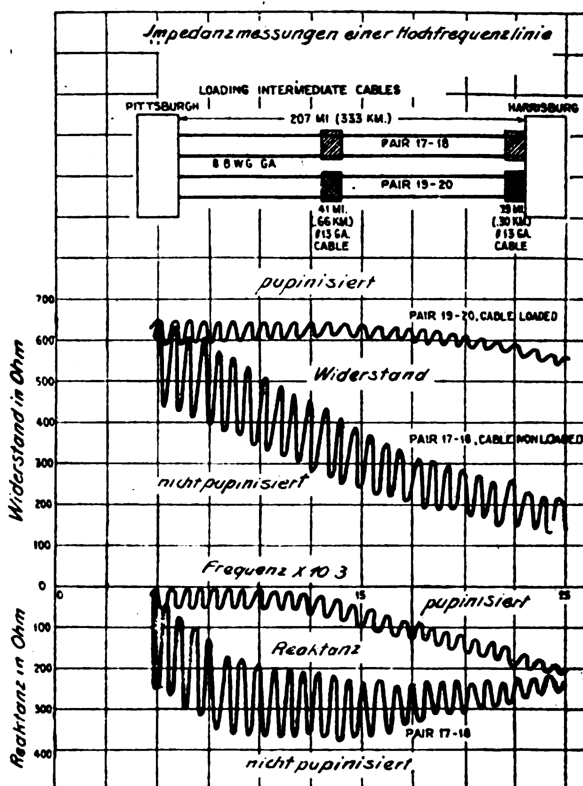
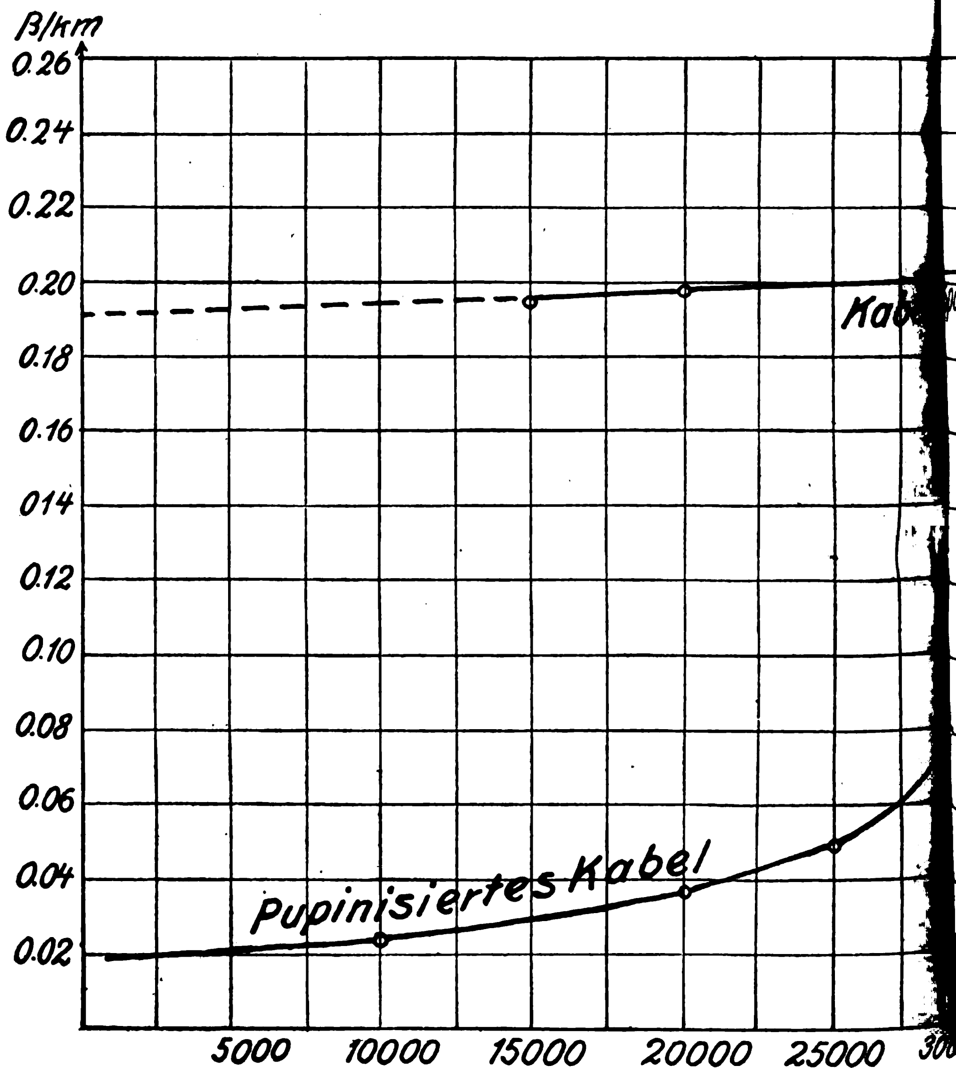


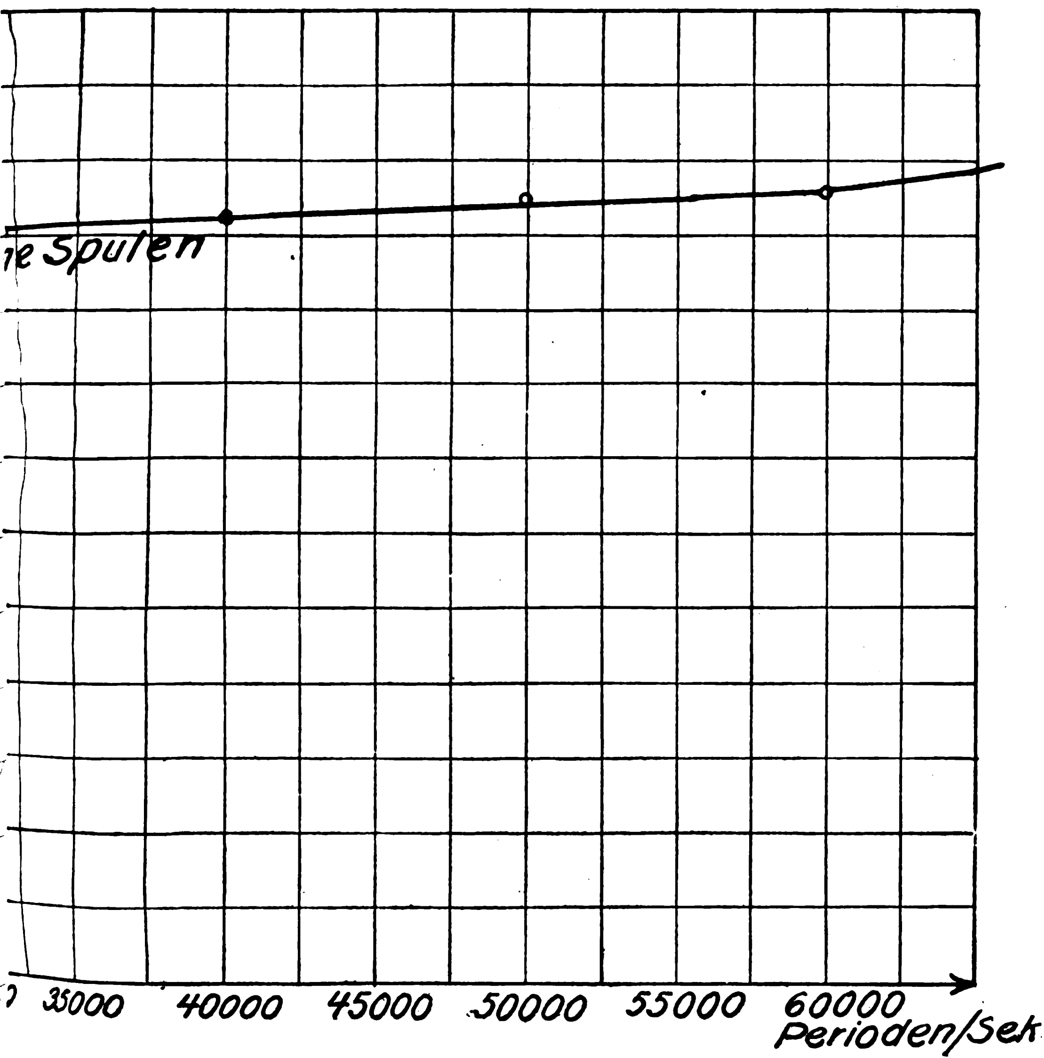
Fig. 16.

Dadurch, daß parallel zu einer mit Hochfrequenzströmen betriebenen Leitung noch andere Fernsprech- oder Telegraphenleitungen gewöhnlicher Art verlaufen, kann die Dämpfung für bestimmte Frequenzen ganz bedeutend vergrößert werden. Siehe auch Fig. 15. Die punktierte Kurve stellt eine stark zunehmende Dämpfung dar, die nach Umbau der Leitung an den betr. Stellen auf die Werte der stark ausgezogenen Kurve zurückging. Das sonst noch über Frei-



Dipl.-

Verlag von M. Krayn in Berlin W 10.



Eisen.

leitungen Gesagte enthält keine neuartigen Gesichtspunkte und kann deshalb übergangen werden. Recht interessant sind jedoch die Ausführungen über Hochfrequenzbetrieb auf Kabelleitungen.

Kabel.

Infolge der großen Dämpfung ist ein Arbeiten über lange Kabelleitungen unmöglich. Bei der Führung einer Fernleitung lassen sich jedoch kürzere Kabelstrecken nicht umgehen, z. B. Einführungskabel, bei Flußüberschreitungen usw. Diese zwischengeschalteten Kabel bringen große

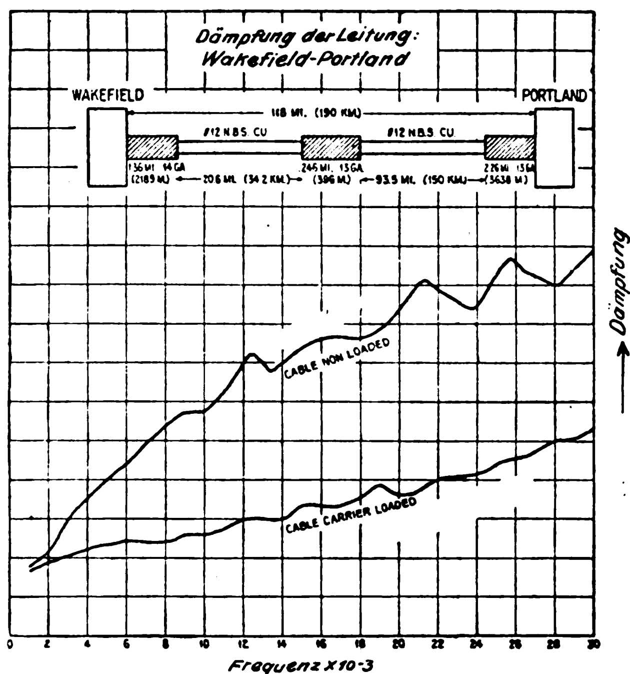


Fig. 17.

Unregelmäßigkeiten in die Charakteristik einer Freileitung, vor allem durch die Reflexion an den Übergangsstellen zwischen Freileitung und Kabel. Zum Reduzieren der Unregelmäßigkeiten bei Kabeln hat man für Niederfrequenzgespräche entsprechend bemessene Pupinspulen in bestimmten Abständen eingebaut. Derselbe Gedanke ist auch für den Hochfrequenzbetrieb auf Kabeln durchgeführt worden. Die hierbei verwendeten Pupinspulen eignen sich für Frequenzen bis zu 30 000 Perioden/Sek. und sind ca. 300 m voneinander entfernt. Die Selbst-

induktion dieser Spulen ist so bemessen, daß das Kabelstück dieselbe Charakteristik erhält wie die Freileitung. Aus Tafel I geht die Dämpfung eines normalen mit diesen Spulen ausgerüsteten Kabels hervor. Zum Vergleich ist die Dämpfungskurve eines Kabels ohne diese Spulen nach Messungen des TVA. eingetragen.

In Fig. 16 wird die Impedanz einer Leitung: Harrisburg—Pittsburg nach Messung in Harrisburgh unter Einfluß zweier Kabelstrecken gezeigt. Die vielfachen Schwankungen der Impedanz bei den verschiedenen Frequenzen sind auf das in der Mitte liegende Kabel bei Altona zurückzuführen, während das allgemeine Fallen der schwankenden Kurve durch das Endkabel bei Harrisburgh verursacht wird. Man sieht aus der Kurve auch den großen Vorteil der „Pupinisierung“ für Kabel, die mit Hochfrequenzströmen betrieben werden. Da nun die größere Dämpfung auf Kabeln durch entsprechende Zwischenverstärkung wieder auszugleichen ist, so sind die verhältnismäßig kleinen Unregelmäßigkeiten der Impedanz bei höheren Frequenzen von größerer Bedeutung als bei Niederfrequenzen.

Aus der Dämpfungskurve Fig. 17 geht hervor, daß durch das Pupinisieren von Kabeln die empfangene Energie bei einer Frequenz von 25 000 Perioden z. B. um das etwa zweihundertfache vergrößert ist gegenüber dem nicht pupinisierten Kabel.

Unter bestimmten Verhältnissen hat sich auch als praktisch herausgestellt, die Kabel nicht zu pupinisieren, sondern lediglich an den Übergangsstellen Transformatoren einzuschalten zur Vermeidung störender Reflexionen.

Leitungsausgleich bei einem vollständigen Hochfrequenzgegensprechverkehr.

Wie schon oben dargelegt, kann ein vollständiges Hochfrequenzgespräch durchgeführt werden unter Verwendung derselben oder zweier

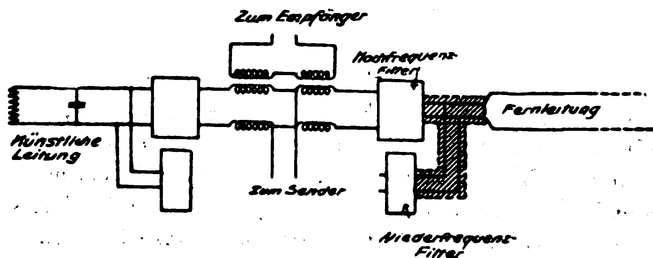


Fig. 18.

verschiedener Frequenzen in beiden Richtungen. Bei Verwendung verschiedener Frequenzen ist es angebracht einen Leitungsausgleich zu

schaffen, ähnlich dem der Zwischenverstärker. Liegt nur eine homogene Freileitung vor, so genügt ein rein Ohmscher Widerstand von ca. 600 Ohm. Die sendende Station wird abgeglichen durch einen variablen Kondensator. Nach dem Gesagten ist klar, daß eine von Kabelstücken freie Leitung sich für Hochfrequenz am günstigsten verhält.

Störungen durch Interferenz.

Jede allgemeine Anwendung der Hochfrequenztelephonie bzw. -telegraphie erfordert, daß es möglich ist, auf verschiedenen Leitungen eines Gestänges Nachrichten zu übermitteln bei gegenseitiger Störungsfreiheit. Ein geschlossener Drahtstromkreis ist einer Einfachleitung schon wegen der starken gegenseitigen Induktion auch bei Niederfrequenz vorzuziehen. Auch wird hierdurch die Störung durch drahtlose Stationen usw. zum Teil vermieden.

Wollte man, wie in der Fernsprechtechnik allgemein üblich, eine gegenseitige Induktion bei diesen hohen Frequenzen durch wiederholtes Kreuzen vermeiden, so müßten die Kreuzungsstellen eine kürzere Entfernung voneinander besitzen, als der übliche Stangenabstand beträgt. Die störenden Erscheinungen kann man jedoch zum großen Teil dadurch beseitigen, daß man in der einen Richtung höhere, in der anderen geringere Frequenzen anwendet. Doch auch dann ist es unsicher, ob man alle Leitungen auf einem gemeinsamen Gestänge für Zwecke der Hochfrequenz ausnutzen kann. Oft liegt ein praktisches Bedürfnis nur für einige zusätzliche Gespräche vor. So arbeiten z. B. zwei Hochfrequenztelephoniesysteme und ein -telegraphensystem auf demselben Gestänge von Harrisburg nach Pittsburgh (200 Meilen = 360 km).

Eine Störung durch niederfrequente Ströme, z. B. 50periodigem Drehstrom usw., hat sich nicht gezeigt, da die verwendeten Trägerfrequenzen bedeutend höher sind als die harmonischen Oberschwingungen dieser niederfrequenten Ströme. Geringe Störungen traten durch drahtlose Stationen auf, deren Welle in dem Bereich der verwendeten Hochfrequenzströme lagen, ebenfalls durch atmosphärische Wirkungen.

Meßapparate.

Um eine Leitung mit Hochfrequenz erfolgreich betreiben zu können, ist es unbedingt erforderlich, sich über die elektrischen Daten der Leitung Klarheit zu verschaffen. Es genügt nach dem oben Gesagten also nicht, die Dämpfung bzw. Charakteristik einer Leitung bei Tonfrequenz — wie sonst allgemein üblich — zu messen, sondern

bei den zu verwendeten Frequenzen und Stromstärken. In Fig. 19 ist das Schema einer solchen Meßeinrichtung angegeben. Es besteht aus einem Röhrengenerator, der einen hochfrequenten Strom bis zu 50 Milliampere in eine normale Freileitung sendet. Sein Frequenzbereich geht von 100 bis 50 000 Perioden/Sek. Dieser Generator liefert Strom für eine Hochfrequenzbrücke, deren einer Zweig die zu

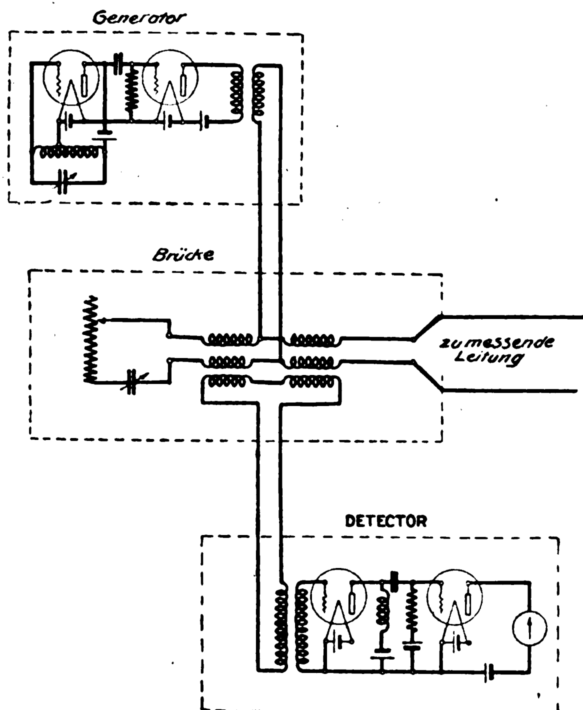


Fig. 19.

messende Leitung und deren anderer Zweig normale Meßeinheiten (Ohmscher Widerstand, variable Kapazität, bzw. Induktivität) sind. Induktiv mit beiden Zweigen der Brücke gekoppelt ist ein Detektorkreis, in dessen Anodenkreis ein Milliamperemeter liegt, und zwar derart, daß bei Gleichheit der Brückenzweige die Wirkung auf den Detektorkreis sich aufhebt. Durch Regulieren des Widerstandes und der Kapazität sucht man die Nullage des Instrumentes zu erreichen und liest die gefundenen Werte ab. Diese Anordnung gestattet, Dämpfungsmessungen auszuführen an Leitungen bis zu 500 km Länge

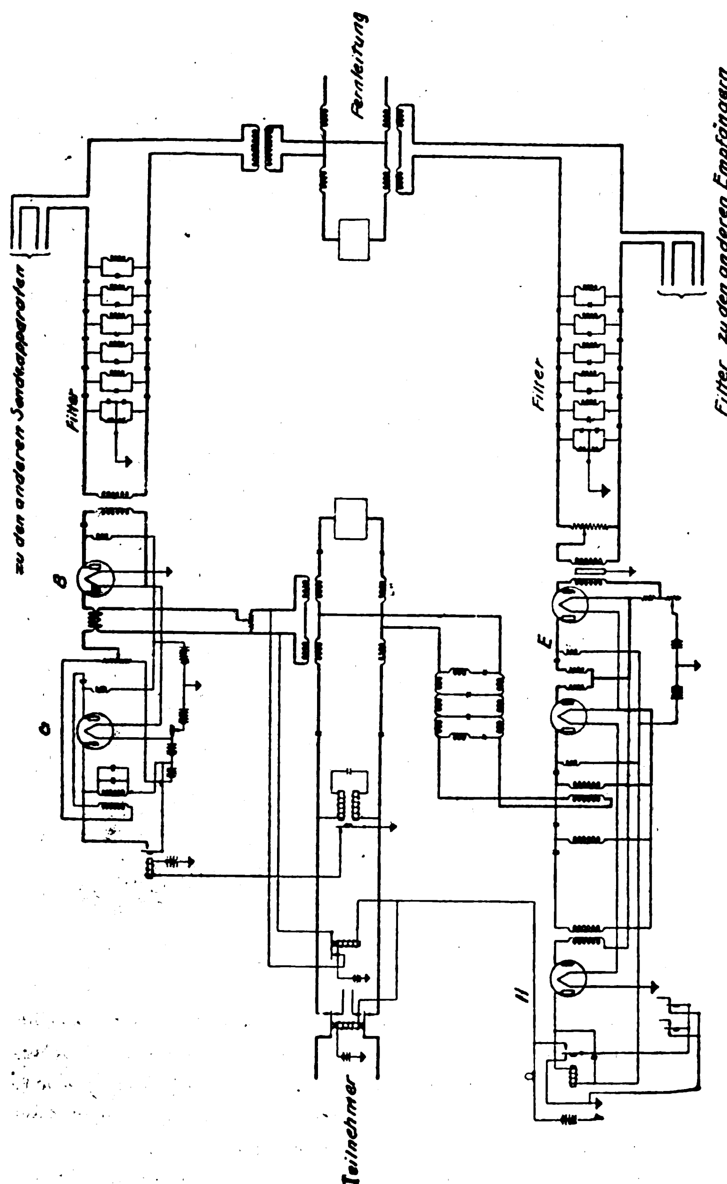


Fig. 20. G = Generator; B = Modulation; H = Hilfsröhre; E = Empfänger.

bei einer Genauigkeit von $^1/_4$ bis $1\,^0/_0$. Für größere Leitungslängen sind besonders empfindliche Detektoren erforderlich.

Ausgeführte Apparatkonstruktionen und Installationen.

Es sind im ganzen folgende 3 Typen von Apparaten entwickelt worden:

1. Ein Hochfrequenztelephoniesystem, bei dem der Trägerstrom übertragen wird.
2. Ein Hochfrequenztelephoniesystem mit unterdrücktem Trägerstrom.
3. Ein Hochfrequenztelegraphensystem.

Ferner ist ein Hochfreqnenzzwischenverstärker durchgebildet worden, der für jedes dieser 3 Systeme paßt.

1. Hochfrequenztelephonieapparate mit übertragenem Trägerstrom.

Das Schaltungsschema dieses Apparates wird in Fig. 20 gegeben. Der Teilnehmer spricht von seinem Niederfrequenzapparat über eine Niederfrequenzbrücke, die eine an diese Leitung angepaßte Ausgleichsschaltung besitzt. Die Sprachschwankungeu gelangen zum Gitter des

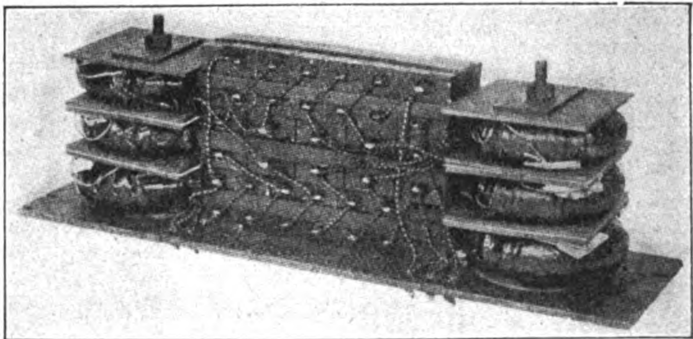


Fig. 21.

Modulators, der gleichzeitig vom Röhrengenerator mit Hochfrequenzenergie versorgt wird. Die beeinflußte Hochfrequenz gelangt über eine Siebkette und eine Hochfrequenzbrücke mit Ausgleichschaltung zur Fernleitung. Eigene Sendeenergie kann, wie man sofort sieht, bei richtiger Abgleichung nicht zum eigenen Empfänger gelangen.

Die von der Gegenstation ankommende hochfrequente Sprache gelangt über die Hochfrequenzbrücke und eine Siebkette zum Empfänger, wird hier gleichgerichtet und verstärkt und geht über einen

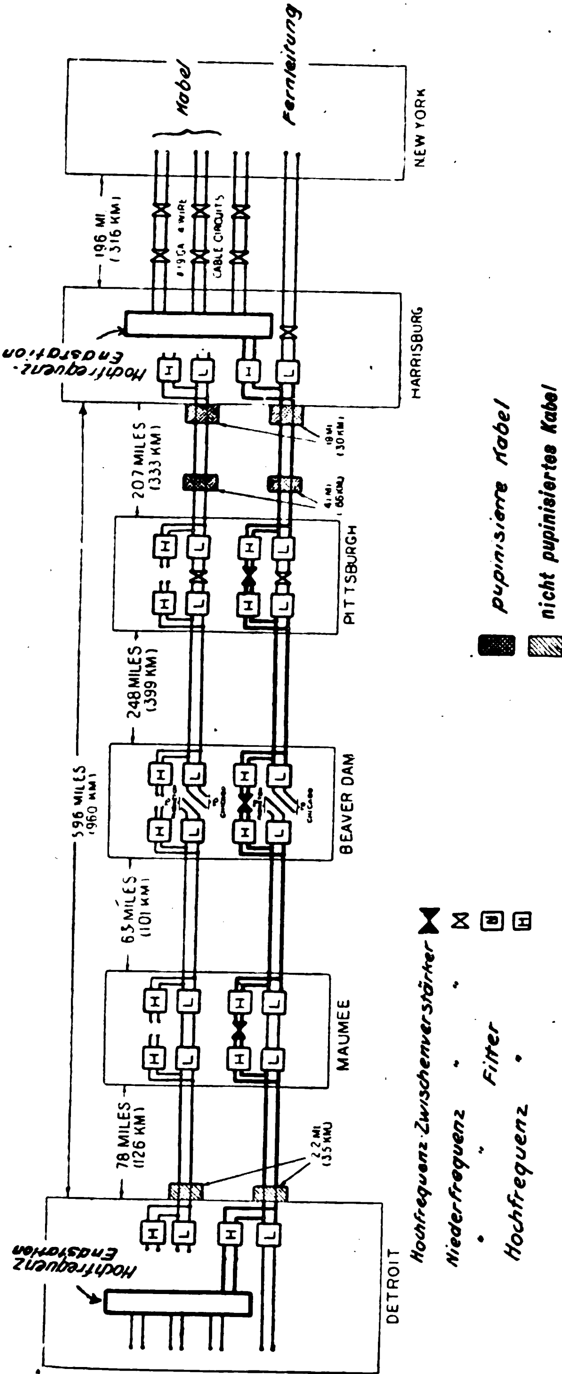

NEW YORK
Kabel
Fernleitung
196 MI. (316 KM)
HARRISBURG
Hochfrequenz-Endstation
207 MILES (333 KM)
PITTSBURGH
248 MILES (399 KM)
596 MILES (960 KM)
BEAVER DAM
63 MILES (101 KM)
MAUMEE
78 MILES (126 KM)
DETROIT
Hochfrequenz Endstation
pupinisiere Kabel
nicht pupinisiertes Kabel
Hochfrequenz-Zwischenverstärker
Niederfrequenz
Filter
Hochfrequenz

Fig. 22.

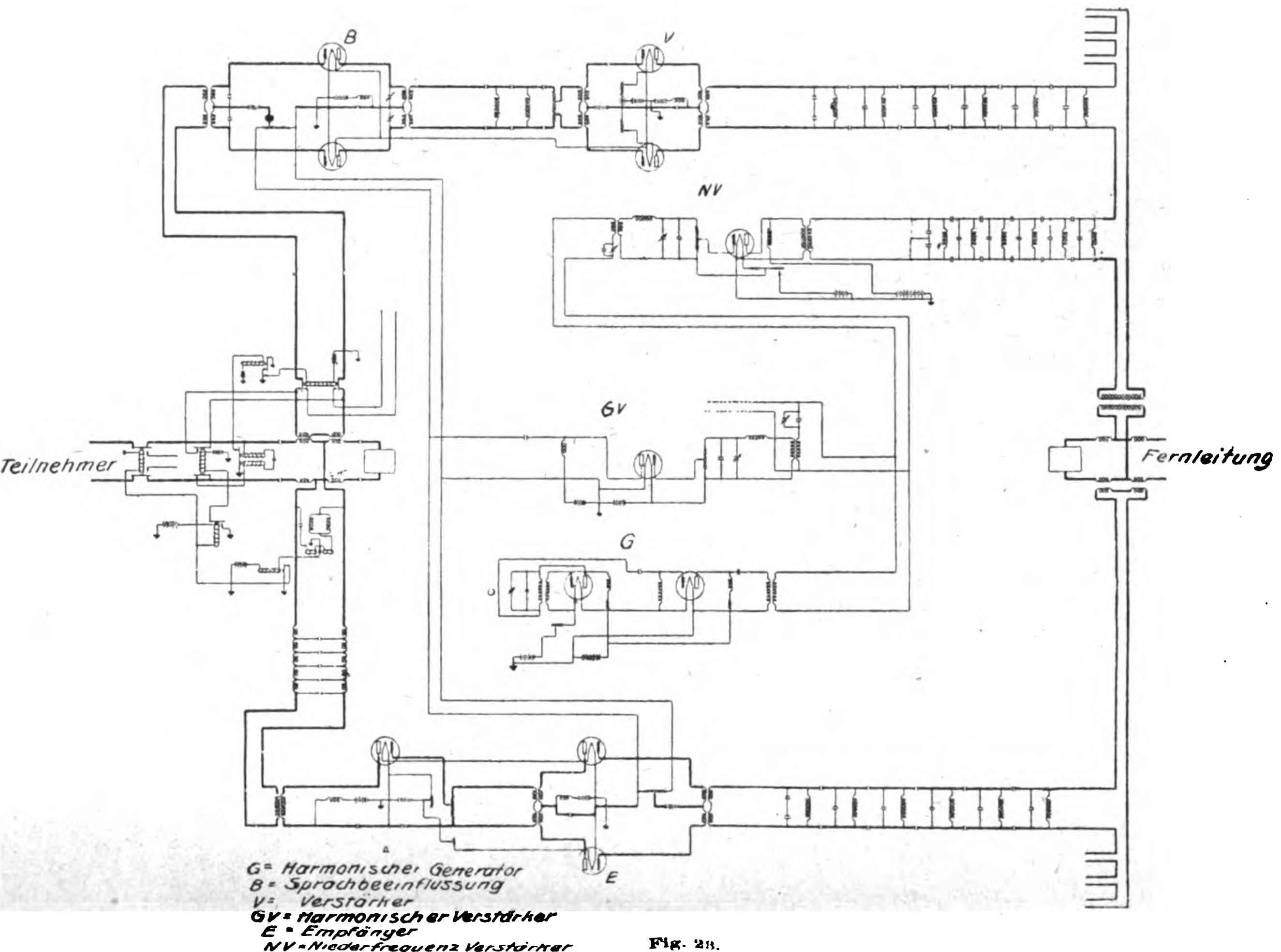

B
V
NV
GV
G
E
Teilnehmer
Fernleitung
G= Harmonischer Generator
B= Sprachbeeinflussung
V= Verstärker
GV= Harmonischer Verstärker
E= Empfänger
NV= Niederfrequenz Verstärker

Fig. 23.

Niederfrequenzdrosselsatz zur Niederfrequenzbrücke. Wie man auch hier sofort erkennt, ist bei richtiger Anpassung an die Teilnehmerleitung eine Beeinflussung des eigenen Senders ausgeschlossen. Von der Niederfrequenzbrücke gelangt die Sprache dann zum Teilnehmer.

Die zum Anruf dienenden Organe (s. o) sind ebenfalls aus der Schaltung zu erkennen und bedürfen keiner weiteren Erläuterung.

Eine Ausführung der Siebketten ist in Fig. 21 gezeigt.

Eine Anordnung dieses Typs für die geplante Hochfrequenzverbindung New-York—Detroit ist aus Fig. 22 zu erkennen. Im ganzen sind auf dieser über 1000 km langen Strecke 3 komplette Hochfrequenzzwischenverstärker vorgesehen und zwar in den Orten: Maumee, Beaver Dam, Pittsburgh. Hierbei ist noch folgendes beachtenswert: die Hochfrequenz-Endstationen sind in Detroit und Harrisburgh, es wird nicht eine von Harrisburgh nach Detroit durchgehende Leitung benutzt, sondern eine Leitung: Harrisburgh—Chikago, die bis Beaver Dam benutzt wird, und eine andere Leitung von Beaver Dam nach Detroit.

2. Hochfrequenztelephonieapparate mit unterdrücktem Trägerstrom.

Der zweite Typ von Apparaten arbeitet mit Unterdrückung des Trägerstromes und dem harmonischen Generator. Er ist wesentlich komplizierter als das erste System. Aus Fig. 23 ist die Schaltung dieses Apparates zu ersehen.

Der harmonische Generator liefert die entsprechenden harmonischen Oberschwingungen für die einzelnen Sender auf der einen Station und außerdem noch die Grundfrequenz für die Gegenstation. Diese Grundfrequenz wird auf der Gegenstation verstärkt und deren harmonische Oberschwingungen den dortigen Sendern wieder zugeführt. Außer dem oben schon beschriebenen Sprechverstärker (Modulator) ist noch ein besonderer Verstärker vorgesehen, der die hochfrequente Sprache verstärkt an die Leitung abgibt. Der abgeglichene Empfangskreis (2 Röhren) dient zur Verhinderung der Übertragung des örtlichen Hochfrequenzstromes über die Fernleitung. Auch in dieser Schaltung sind die benötigten Anruforgane vorgesehen.

Dieser Apparattyp ist in Betrieb auf der Strecke Harrisburgh—Chikago. Ein Schema dieser Anlage unter Einschluß von 4 Hochfrequenzzwischenverstärkern zeigt Fig. 24.

NEW YORK — 196 MILES (316 KM.) — HARRISBURG — 207 MILES (333 KM.) — PITTSBURGH — 147 MILES (237 KM.) — CLEVELAND — 130 MILES (209 KM.) — MAUMEE — 155 MILES (249 KM.) — SOUTH BEND — 103 MILES (166 KM.) — CHICAGO

742 MILES (1194 KM.)

Kabel

Freileitung

CABLE CIRCUITS

CARRIER TERMINAL APPARATUS

TO NEW YORK

TO CHICAGO

TO CHICAGO VIA OTHER ROUTING

TO BUFFALO

TO NEW YORK VIA OTHER ROUTING

19 MI. 30 KM.

41 MI. (66 KM.)

17 MI. (27 KM.)

58 MI. 93 KM.

Hochfrequenz-Zwischenverstärker =

Niederfrequenz " " =

" Filter =

Hochfrequenz " =

Pupinisierte Kabel

nicht pupinisierte Kabel

Fig. 24.

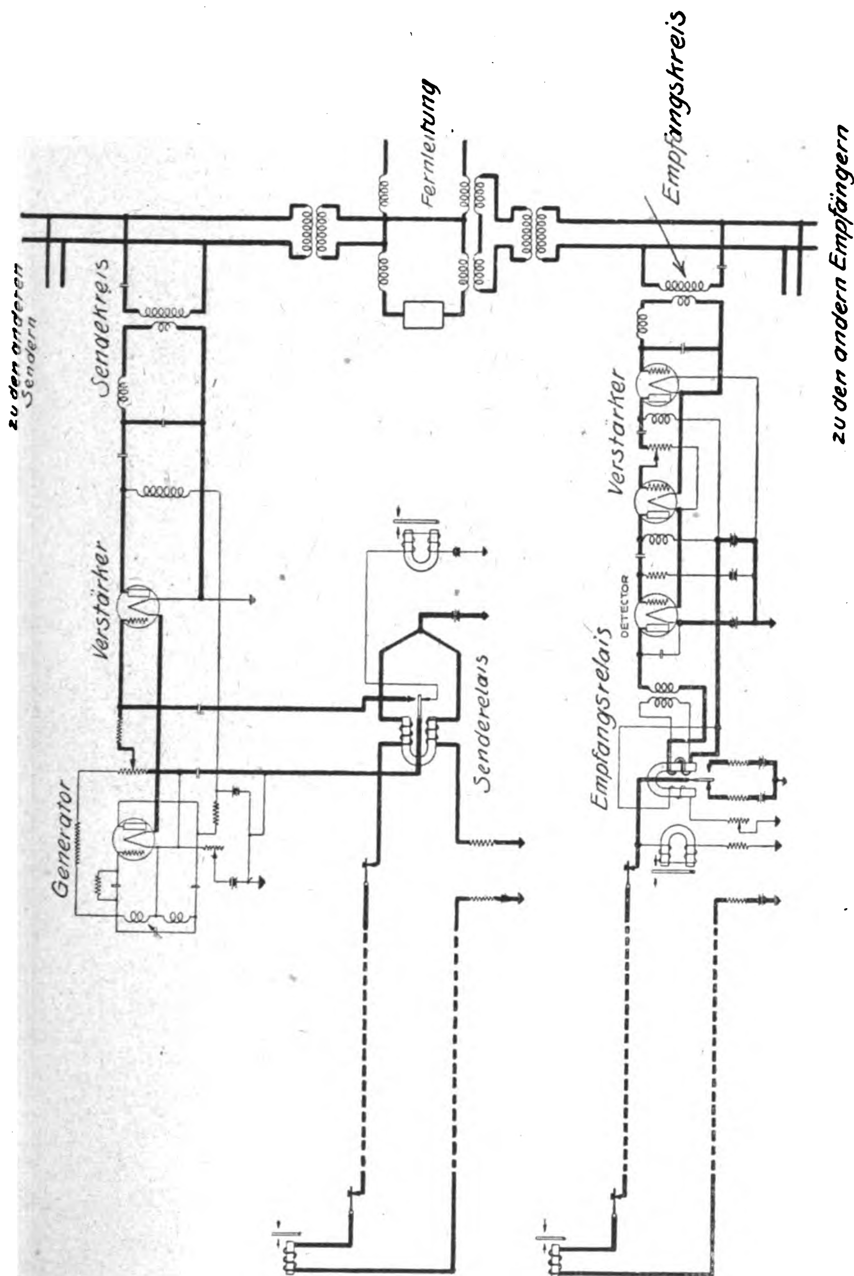

zu den anderen Sendern
Sendekreis
Verstärker
Generator
Fernleitung
Senderelais
Empfangskreis
zu den andern Empfängern
Verstärker
DETECTOR
Empfangsrelais

Fig. 25.

3. Hochfrequenztelegraphensystem.

Aus Fig. 25 geht der Stromlauf dieses Systems, das schon in Fig. 20 schematisch angedeutet war, hervor. Eine besondere Erläuterung dieser Zeichnung erübrigt sich.

Die konstruktive Ausführung zeigt Fig. 26.

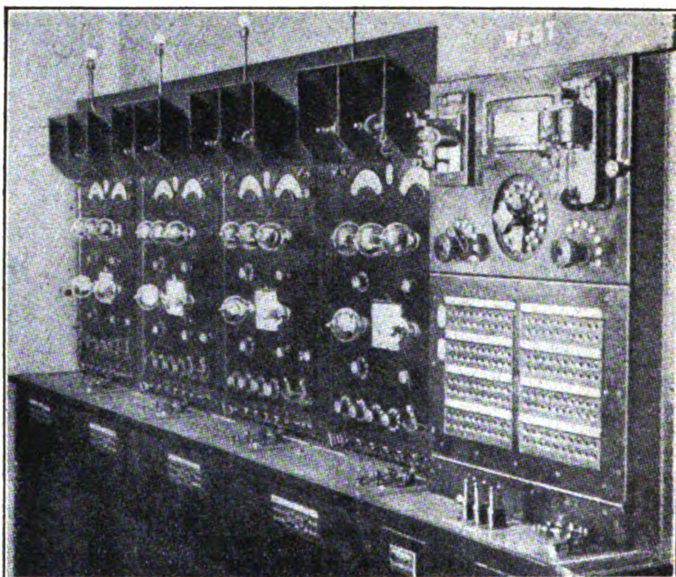


Fig. 26.

Die zehnfache Hochfrequenztelegraphenanlage Harrisburg-Chikago ist in Fig. 27 schematisch dargestellt. Hier ist die Strecke New-York—Harrisburg eine Telegraphenlinie gewöhnlicher Art. Die in Harrisburg aufgestellten Hochfrequenztelegraphen werden von New York aus betätigt.

Eine allgemeine geographische Übersicht über die ausgeführten Hochfrequenztelephonie- und -telegraphenanlagen bietet Fig. 28.

Allgemeine Gesichtspunkte.

Bei der Installation von Hochfrequenzsystemen sind eine Reihe von Vorarbeiten nötig, um die Fernleitung in den erforderlichen Zu-

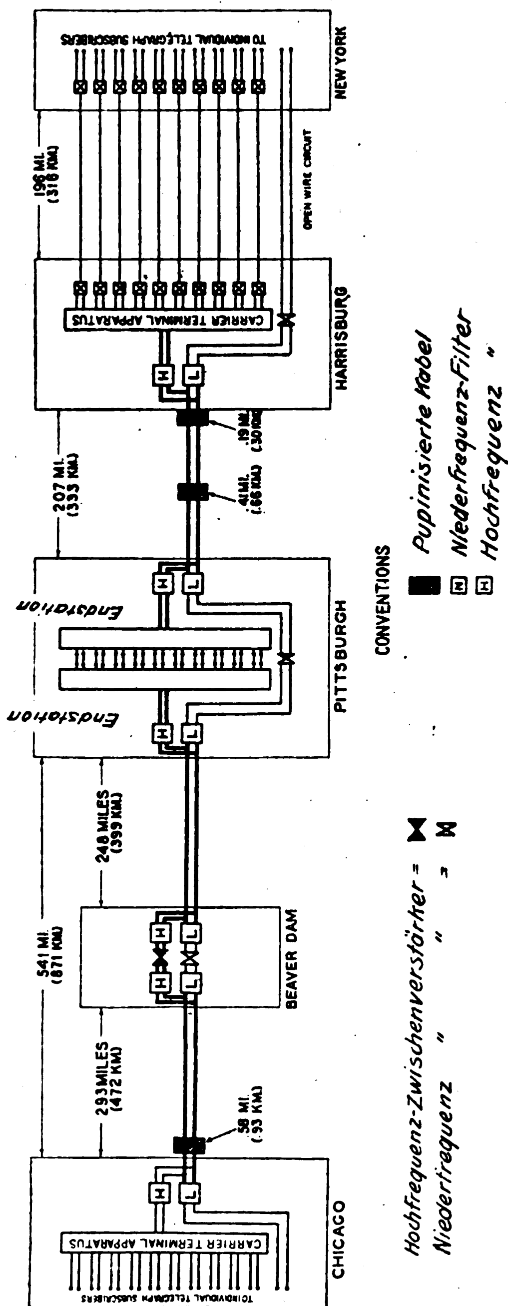

NEW YORK
TO INDIVIDUAL TELEGRAPH SUBSCRIBERS
196 MI. (316 KM.)
OPEN WIRE CIRCUIT
HARRISBURG
CARRIER TERMINAL APPARATUS
H
L
.19 MI. (.30 KM.)
207 MI. (333 KM.)
.41 MI. (.66 KM.)
PITTSBURGH
Endstation
Endstation
248 MILES (399 KM.)
541 MI. (871 KM.)
BEAVER DAM
293 MILES (472 KM.)
.58 MI. (.93 KM.)
CHICAGO
CARRIER TERMINAL APPARATUS
TO INDIVIDUAL TELEGRAPH SUBSCRIBERS
CONVENTIONS
Pupinisierte Kabel
Niederfrequenz-Filter
Hochfrequenz "
Hochfrequenz-Zwischenverstärker =
Niederfrequenz " " =

Fig. 27.

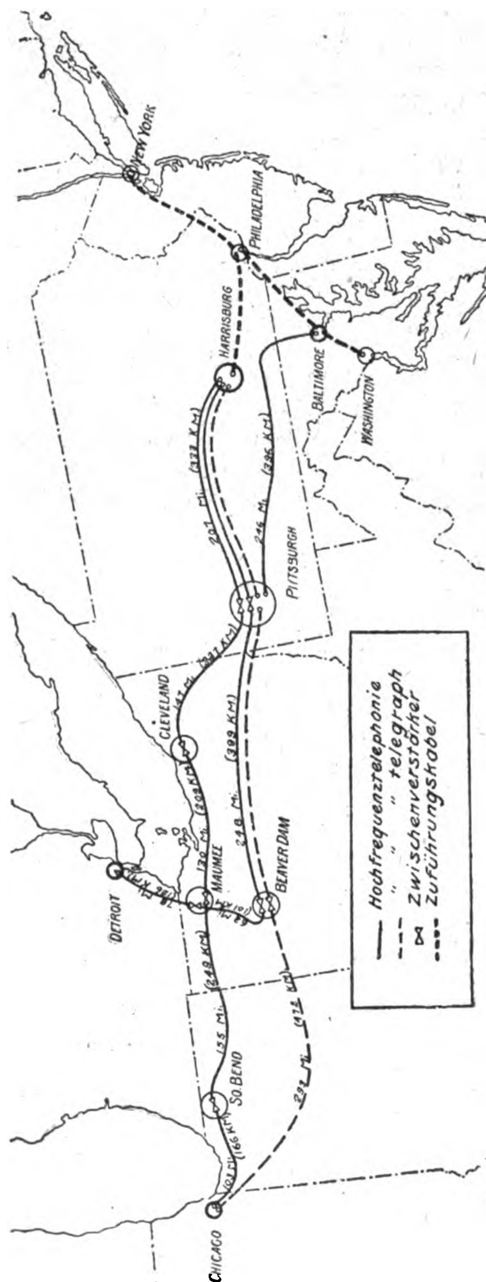

NEW YORK
PHILADELPHIA
HARRISBURG
BALTIMORE
WASHINGTON
PITTSBURGH
CLEVELAND
DETROIT
MAUMEE
BEAVER DAM
SO. BEND
CHICAGO
Hochfrequenztelephonie
" " telegraph
Zwischenverstärker
Zuführungskabel

Fig. 28.

stand zu setzen. Auf den Ämtern selbst ist die Länge der Hochfrequenzleitungen nach Möglichkeit reduziert zur Vermeidung gegenseitiger Beeinflussung.

Wegen der Kostspieligkeit der ganzen Anlage ist eine Rentabilität erst von einer gewissen Leitungslänge gewährleistet.

Referate.

Hidetsugu Yagi, „Über die Erscheinungen in den Stromkreisen des Resonanztransformators." Proc. Inst. Radio Engineers (New York) 5 (6), S. 433—446, 1917.

Der Verfasser sucht in Ergänzung früher erschienener Abhandlungen anderer Forscher[1]) über den Resonanztransformator die Übereinanderlagerung der aufeinanderfolgenden Entladungsvorgänge beim Funkenübergang theoretisch zu erfassen, da die Ergebnisse seiner in Deutschland über diesen Gegenstand ausgeführten Versuche ihm wegen des Krieges nicht mehr zur Verfügung stehen. Bei den Darlegungen ist weniger auf eine strenge mathematische Behandlung, als auf eine anschauliche Darstellung der Vorgänge Wert gelegt.

Der unstationäre Vorgang.

Der primäre Ohmsche Widerstand R_1 werde vernachlässigt, da dessen Einfluß bei Betrachtung von R_2 mit berücksichtigt werden kann. Für den eingeschwungenen Betriebszustand ohne Funkenübergang gilt dann (vgl. Fig. 1):

$$i_2 = J_2 \sin(\omega t + \varphi_2) \tag{1}$$

$$e_2 = -\frac{J_2}{\omega C} \cos(\omega t + \varphi_2) \tag{2}$$

Die Funkenstrecke sei so eingestellt, daß sich der Kondensator bei der Spannung E_0 entlade. Für einen Augenblick kann die Entladung des Kondensators über die Funkenstrecke durch eine solche ersetzt werden, die eintreten würde, wenn der auf die entgegengesetzt gleiche Spannung $-E_0$ aufgeladene Kondensator sich rückwärts von der Sekundärseite aus durch den Transformator über die Primärseite ent-

1) A. Blondel, „L'Eclairage Electrique" 18, 1907, 25. Mai und 8. Juni oder Journal de Physique" 7 (Serie 4), 1908, S. 89; Weinberger, „Proc. J. R. E.". Dec. 1915; V. Bouchardon, „Lumière Electrique", 33, 1916, 29. April und 6. Mai; F. Cutting, „Proc. J. R. E.", April 1916.

laden würde, vorausgesetzt, daß im Primärkreis keine E.M.K. vorhanden wäre (vgl. Fig. 2).

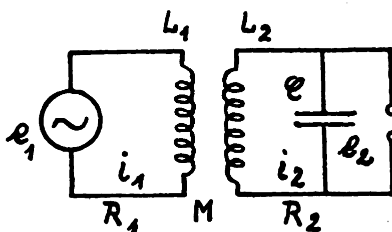


Fig. 1.

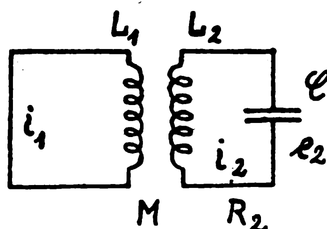


Fig. 2.

Die Gesetzmäßigkeit dieses Vorganges kann unter Vernachlässigung von R_1 aus den Gleichungen

$$\left.\begin{aligned} L_1 \frac{d i_1}{d t} + M \frac{d i_2}{d t} &= 0 \\ R_2 i_2 + L_2 \frac{d i_2}{d t} + M \frac{d i_1}{d t} + \int \frac{i_2}{C} d t &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

mit der wohlbekannten Lösung:

$$i_2 = A \varepsilon^{-\alpha t} \sin(\beta t + \gamma) \tag{4}$$

$$e_2 = \int \frac{i_2}{C} d t \tag{5}$$

abgeleitet werden, worin

$$\alpha = \frac{L_1 R_2}{2(L_1 L_2 - M^2)} \tag{6}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{L_1}{C(L_1 L_2 - M^2)} - \frac{L_1^2 R_2^2}{4(L_1 L_2 - M^2)^2}}\,. \tag{7}$$

Zur Bestimmung der Integrationskonstanten A und γ setze man $t = 0$, wobei $i_2 = 0$ und $e_2 = E_0$. Es ergibt sich dann

$$i_2 = -\frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta} C E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \sin \beta t \tag{8}$$

Die Kondensatorspannung klingt ab nach der Gleichung

$$e_2 = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{\beta} E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \cos\left(\beta t - \operatorname{arctg} \frac{\alpha}{\beta}\right) \tag{9}$$

Wird α gegen β vernachlässigt, so folgen als Näherungswerte

$$i_2 = -\beta \varphi E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \sin \beta t \tag{8'}$$

$$e_2 = E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \cos \beta t \tag{9'}$$

Wir betrachten in der Folge die zwei wichtigsten Formen des regelmäßigen Funkenübergangs der

(I) wechselseitigen Entladung mit einem Funken in jeder Halbperiode,
(II) einseitigen Entladung mit einem Funken in jeder Periode.

I. Wechselseitige Entladung.

Bei gleichförmigem Funkenübergang setzt sich die Kondensatorspannung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Entladungen aus einer erzwungenen Sinusschwingung und einer unendlichen Zahl freier Schwingungen zusammen, d. h. es ist

$$\left.\begin{aligned} e_2 &= E_c \sin(\omega t + \Phi) - E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \cos \beta t \\ &+ E_0 \varepsilon^{-\alpha\left(t+\frac{\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + \frac{\pi}{\omega}\right) - E_0 \varepsilon^{-\alpha\left(t+\frac{2\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + \frac{2\pi}{\omega}\right) \\ &+ E_0 \varepsilon^{-\alpha\left(t+\frac{3\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + \frac{3\pi}{\omega}\right) - \cdots \\ &= E_c \sin(\omega t + \Phi) - \sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n E_0 \varepsilon^{-\alpha\left(t+\frac{n\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + \frac{n\pi}{\omega}\right) \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Der erste Ausdruck der Gleichung (10) stimmt mit dem in Gleichung (2) gegebenen überein. Die unendliche Reihe ist absolut konvergent und wird

$$\sum_{n=0}^{n=\infty} (-1)^n E_0 \varepsilon^{-\alpha\left(t+n\frac{\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + n\frac{\pi}{\omega}\right) = K E_0 \varepsilon^{-\alpha t} \cos(\beta t - \Theta) \tag{11}$$

wobei

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{1}{\sqrt{1 + 2\left(\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\right) \cos \beta \frac{\pi}{\omega} + \left(\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\right)^2}} \\ &= f_0(x) - r f_1(x) + r^2 f_2(x) - \cdots \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

und

$$\operatorname{tg} \Theta = \frac{\varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}} \sin \beta \frac{\pi}{\omega}}{1 + \varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}} \cos \beta \frac{\pi}{\omega}} \tag{13}$$

$$x = \cos \beta \frac{\pi}{\omega}$$

$$r = \varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}}$$

Es ergibt sich mithin

$$e_2 = E_c \sin (\omega t + \Phi) - K E_0 \, \varepsilon^{-at} \cos (\beta t - \Theta) \tag{14}$$

II. Einseitige Entladung.

Für die einseitige Entladung folgt in ähnlicher Weise

$$e_2 = E_c \sin (\omega t + \Phi) - \sum_{n=0}^{n=\infty} E_0 \, \varepsilon^{-a\left(t + 2n\frac{\pi}{\omega}\right)} \cos \beta \left(t + \frac{2n\pi}{\omega}\right) \tag{15}$$

oder auch

$$e_2 = E_c \sin (\omega t + \Phi) - K \cdot E_0 \, \varepsilon^{-at} \cos (\beta t + \Theta) \tag{16}$$

wobei

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{1}{\sqrt{1 - 2\left(\varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}}\right) \cos \beta \frac{2\pi}{\omega} + \left(\varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}}\right)^2}} \\ &= f_0(x) + r f_1(x) + r^2 f(x) + \cdots \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

$$\operatorname{tg} \Theta = \frac{\varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}} \sin \beta \frac{2\pi}{\omega}}{1 - \varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}} \cos \beta \frac{2\pi}{\omega}} \tag{18}$$

$$x = \cos \beta \frac{2\pi}{\omega}$$

$$r = \varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}}$$

Der Faktor K.

Sowohl bei wechselseitiger wie bei einseitiger Entladung ist der Verlauf von e_2 bestimmt durch die Übereinanderlagerung einer erzwungenen Schwingung von der Frequenz der Wechselstromquelle und

einer gedämpften, freien Schwingung von der Eigenfrequenz des Stromkreises. Zur Berechnung des Faktors K eignen sich die Reihen (12)

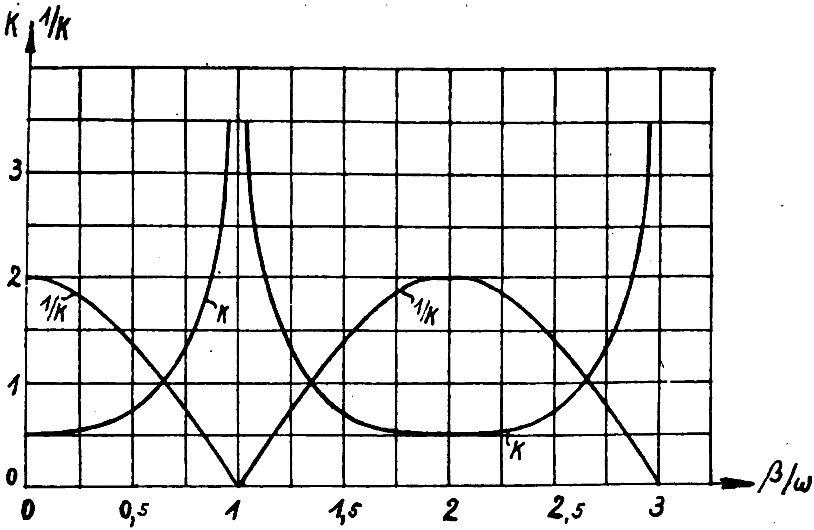


Fig. 3.

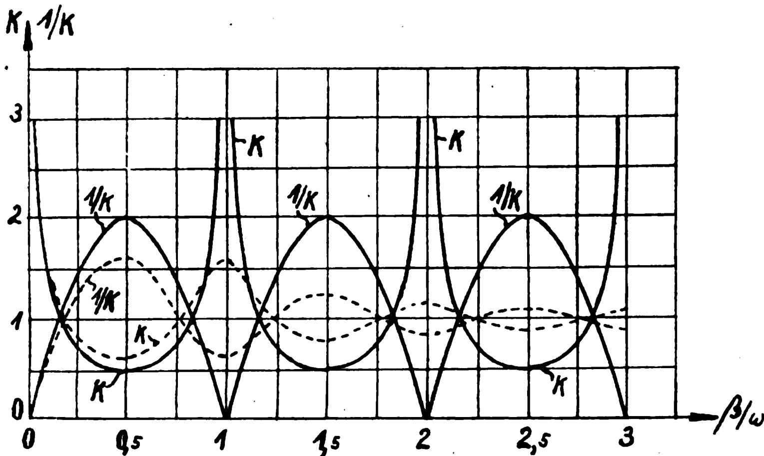


Fig. 4.

oder (17), wenn $r\left(=\varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}}, \text{ bzw. } \varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}}\right)$ verhältnismäßig klein ist. In unserem Fall ist jedoch r nicht viel kleiner als die Einheit, da

$\frac{\pi}{\omega}$ einen sehr kleinen Wert hat, weshalb die Reihenentwicklung von K nicht so geeignet erscheint. Abb. 3 und 4 zeigen die Werte von K und $1/K$ für $r = 1$. Die gestrichelten Linien der Abb. 4 gelten für einen sehr großen Dämpfungsfaktor, wobei $\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}} = 1/\varepsilon$, d. h. $\alpha\frac{2\pi}{\omega} = 1$.

Grenzbedingungen.

Vom praktischen Standpunkt aus erscheint es einerseits wünschenswert, daß vor der Entladung der Anstieg von e_2 möglichst steil, d. h. $\left(\frac{d e_2}{d A}\right)_{t=\frac{\pi}{\omega}}$ groß sei, damit die Entladung genau in einen bestimmten Punkt einsetze. Andererseits möchte e_2 nach der Entladung nur mäßig ansteigen, d. h. $\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0}$ sollte klein sein, damit sich die Ionisation der Funkenstrecke genügend verzogen habe, bevor e_2 von Null an wieder wächst und kein parasitärer Funke auftreten könne. Beide Bedingungen sind theoretisch nicht ohne weiteres vereinbar; denn für die durch die Entladung ausgelösten, sich übereinanderlagernden, freien Schwingungen gemäß Gleichung (8') oder (9') ist $\frac{d e_2}{d t}$ kurz vor und nach der Entladung gleich, d. h.

$$\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0} = -\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=\frac{\pi}{\omega}} \quad \text{für wechselseitige Entladung}$$

$$\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0} = \left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=\frac{2\pi}{\omega}} \quad \text{für einseitige Entladung}$$

Gleichung (8') und (9') liefern wegen der Vernachlässigung des Phasenwinkels arc tg $\frac{\alpha}{\beta}$ nur Näherungswerte und es möchte scheinen, daß sich bei Berücksichtigung dieses Winkels eine gewisse Verschiedenheit von $\frac{d e_2}{d t}$ vor und nach der Entladung ergeben könnte. Indessen kann der Einfluß von arc tg $\frac{\alpha}{\beta}$ nie erheblich sein und der Versuch, die oben erwähnten Bedingungen lediglich durch eine geeignete Wahl der Dämpfung miteinander zu vereinbaren, steht beinahe außer Frage. — Dagegen müssen die Bedingungen augenscheinlich durch eine geeignete

Wahl des Verhältnisses β/ω zum Einklang gebracht werden können. Dabei sind die Grenzbedingungen:

$$\left.\begin{array}{lll} t = 0, & e_2 = 0, & \frac{d e_2}{d t} \geqq 0 \\ t = \frac{\pi}{\omega}, & e_2 = - E_0, & \frac{d e_2}{d t} \leqq 0 \text{ für wechselseitige Entladung} \\ t = \frac{2\pi}{\omega}, & e_2 = E_0, & \frac{d e_2}{d t} \geqq 0 \text{ für einseitige Entladung} \end{array}\right\} \qquad (19)$$

zu beachten.

Möglicher Bereich des regelmäßigen Funkenüberganges.

Damit ein fortgesetzt gleichförmiger Funkenübergang stattfindet, darf die Entladespannung E_0 nicht willkürlich und unabhängig von E_c angenommen werden, sondern es muß zwischen E_0 und E_c eine gewisse Beziehung bestehen.

Eine der Grenzbedingungen ist, wie schon hervorgehoben,

$$\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0} \geqq 0$$

Die andere Grenzbedingung ist dadurch gegeben, daß der Absolutwert von e_2 niemals vor dem einmal angenommenen Augenblick der Funkenentladung den Wert E_0 erreichen darf, d. h. die Werte $e_{2\max}$ müssen immer kleiner, als E_0 oder

$$e_{2\max} | < E_0$$

sein.

(I.) Für die wechselseitige Entladung bestimmt sich die zuerst genannte Grenze von E_c/E_0 in der folgenden Weise. Durch Differentiation ergibt sich aus Gleichung (14)

$$\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0} = \omega E_c \cos \Phi + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} K E_0 \sin \left(\operatorname{arc\,tg} \frac{\alpha}{\beta} - \Theta\right) \qquad (20)$$

und für die Grenzbedingung $\left(\frac{d e_2}{d t}\right)_{t=0} = 0$ folgt somit angenähert

$$\omega E_c \cos \Phi - \beta K E_0 \sin \Theta = 0 \qquad (21)$$

Aus (19) und (14) erhält man

$$(e_2)_{t=0} = E_c \sin \Phi - K E_0 \cos \Theta = 0 \qquad (22)$$

Nach Entfernung von Φ aus den Gleichungen (21) und (22) ergibt sich endlich

$$\frac{E_c}{E_0} = K \sqrt{\cos^2\Theta + \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2 \sin^2\Theta}$$

was nach Einführung der K, $\sin\Theta$ und $\cos\Theta$ entsprechenden Ausdrücke auch

$$\frac{E_c}{E_0} = \frac{\sqrt{\left(1+\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\cos\frac{\beta}{\omega}\pi\right)^2 + \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2\left(\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\sin\frac{\beta}{\omega}\pi\right)^2}}{\left(1+\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\cos\frac{\beta}{\omega}\pi\right)^2 + \left(\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}\sin\frac{\beta}{\omega}\pi\right)^2} \tag{23}$$

geschrieben werden kann.

Zur Bestimmung der zweiten Grenze von $\frac{E_c}{E_0}$ ist zu setzen

$$\frac{d e_2}{d t} = \omega E_c \cos(\omega t + \Phi) + \sqrt{\alpha^2+\beta^2}\, K E_0\, \varepsilon^{-\alpha t} \sin\left(\beta t - \Theta + \operatorname{arc\,tg}\frac{\alpha}{\beta}\right) = 0$$

Diese Gleichung nach t aufgelöst, gibt die $e_{2\max}$ entsprechende Zeit t_0. Es wäre nun t_0 für t in die Gleichung (14) einzuführen um, unter Beachtung, daß $|e_{2\max}| < E_0$, das gesuchte Verhältnis $\frac{E_c}{E_0}$ zu ermitteln.

Wegen der Schwierigkeiten, diese Gleichung zu lösen, wurden eine Anzahl Schaulinien mit verschiedenen Verhältniswerten E_c/E_0 und verschiedenen β/ω gezeichnet und die kritischen Werte von E_c/E_0 bestimmt, über die hinaus das angenommene regelmäßige Funkenspiel unmöglich ist.

(II.) Für die einseitige Entladung ist die erste Grenze in entsprechender Weise zu

$$\frac{E_c}{E_0} = \frac{\sqrt{\left(1+\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}}\cos\beta\frac{2\pi}{\omega}\right)^2 + \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^2\left(\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}}\sin\beta\frac{2\pi}{\omega}\right)^2}}{\left(1+\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}}\cos\beta\frac{2\pi}{\omega}\right)^2 + \left(\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}}\sin\beta\frac{2\pi}{\omega}\right)^2} \tag{24}$$

bestimmt; die zweite kann durch ein ähnliches Verfahren, wie bei der wechselseitigen Entladung festgelegt werden.

Die Abb. 5 zeigt nun den möglichen Bereich des regelmäßigen Funkenübergangs bei wechselseitiger und die Fig. 6 denselben bei einseitiger Entladung.

Bei Berechnung dieser Schaubilder wurde $\varepsilon^{-\alpha\frac{\pi}{\omega}}$ bzw. $\varepsilon^{-\alpha\frac{2\pi}{\omega}}$ der Einfachheit halber gleich der Einheit gesetzt.

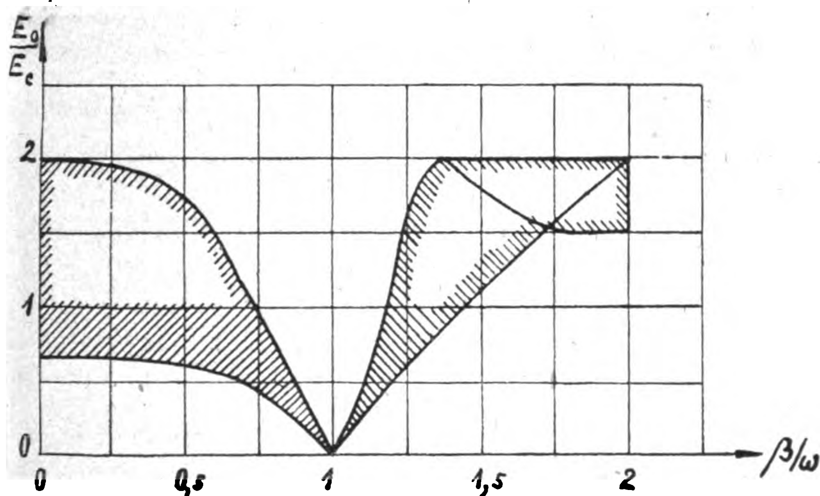


Fig. 5.

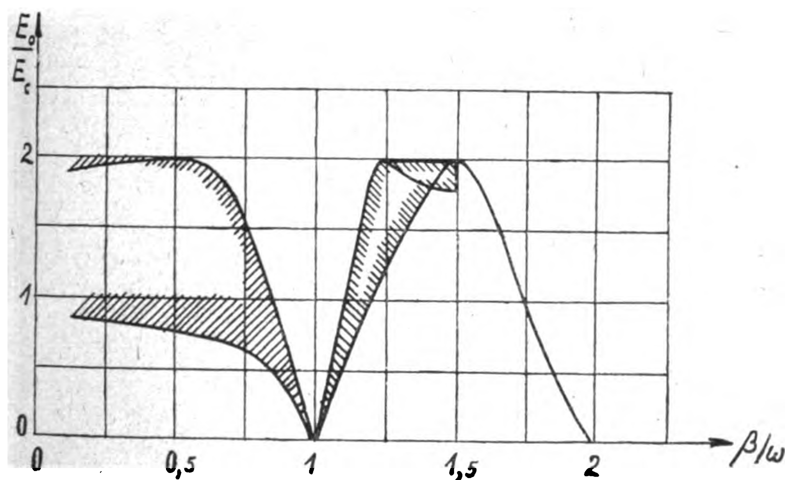


Fig. 6.

Sobald das einem bestimmten Wert $\frac{\beta}{\omega}$ entsprechende Verhältnis $\frac{E_0}{E_c}$ nicht in dem schraffierten Flächenraum der Schaubilder liegt, ist

der regelmäßige Funkenübergang unmöglich. Es ist insbesondere bemerkenswert, daß theoretisch kein regelmäßiger Funkenübergang im Resonanzpunkt $\frac{\beta}{\omega} = 1$ möglich ist. Ob sich der Bereich des regelmäßigen Funkenüberganges auch auf das Gebiet der vollkommenen Resonanz erstreckt, wenn $\varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}}$ bzw. $\varepsilon^{-a\frac{2\pi}{\omega}}$ von eins verschieden angenommen und insbesondere auch arc tg $\frac{\alpha}{\beta}$ in Gleichung (9) mit be-

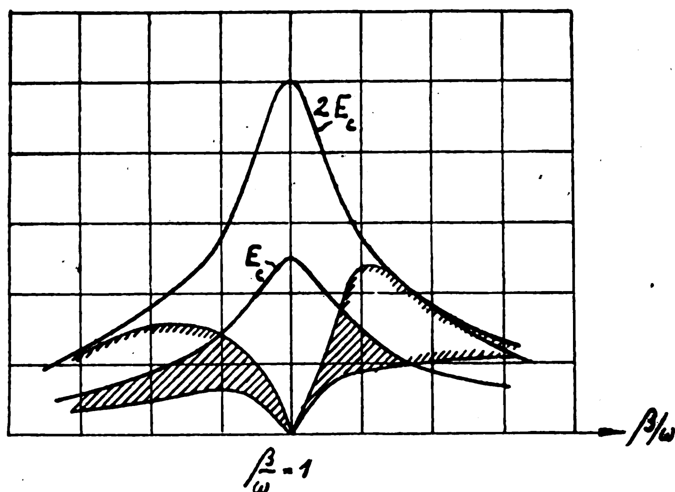


Fig. 7.

rücksichtigt wird, müßte durch eine besondere Untersuchung festgestellt werden. Zu was für theoretischen Schlußfolgerungen diese Betrachtungen auch führen mögen, so darf $\frac{\beta}{\omega}$ doch keinesfalls zu weit von der Resonanz entfernt sein, weil sonst andererseits der Wirkungsgrad des die Energie liefernden Stromkreises sehr klein sein und die Leistungsfähigkeit der ganzen Anordnung sehr herabgedrückt würde. Aus dieser Erwägung ist zu erwarten, daß die günstigsten Arbeitsbedingungen zwar etwas, doch nicht zu weit vom Resonanzpunkt entfernt zu finden sind.

Wenn die ursprüngliche Funkenentladung nicht zufällig von selbst einsetzt oder durch besondere Hilfsmittel eingeleitet wird, kann eine

Entladung des Kondensators niemals eintreten, sobald E_0 über E_c liegt. Es müssen also für $\frac{E_0}{E_c}$ größer, als eins gewisse Vorkehrungen getroffen werden, um den ersten Funkenübergang zu bewerkstelligen. Andernfalls bleibt das Gebiet der Funkenentladungen auf den Teil beschränkt, der in den Abb. 5 und 6 unterhalb der Linie $\frac{E_0}{E_c} = 1$ liegt. Ferner ist hervorzuheben, daß für $\frac{\beta}{\omega} < 1$ ein größerer Spielraum besteht, als für $\frac{\beta}{\omega} > 1$. Überdies sind bei $\beta > \omega$ Vielfachentladungen häufiger, wie andererseits auch durch den Versuch bestätigt wird, daß das Funkenspiel gewöhnlich viel beständiger bleibt, wenn die Eigenfrequenz des Kreises β kleiner, als die aufgedrückte Frequenz ω ist.

Berücksichtigt man endlich, daß E_c nicht unveränderlich ist, sondern nach einer gewöhnlichen Resonanzlinie verläuft, so muß die Entladespannung E_c innerhalb des schraffierten Teiles der Abb. 7 liegen.

Stromverlauf.

Bei nicht mehr als einem Funkenübergang in einer Halbperiode vollzieht sich die Entladung nach Überschreitung der höchsten Stromspitze. Die der Fläche $B - A$ bzw. $G - F + D$ (Abb. 8) entsprechende Ladung bringt die Spannung des Kondensators auf den Wert E_0. Da nun e_2 vor dem angenommenen Zeitpunkt nicht den Wert E_0 erreichen darf, ist

$$B > 2A$$
$$F > 2D$$
$$\text{und } G > 2(F - D)$$

was leicht an Hand wirklich aufgenommener Oszillogramme nachgeprüft werden kann. Weinberger[1]) und Bouchardon[2]) nehmen an, daß die Entladung im Höchstwert der Spannungswelle oder beim Durchgang des Ladestromes durch null einsetze. Dies ist in Wirklichkeit nicht der Fall und es scheint ziemlich unmöglich, genau im Höchstwert der Spannungswelle eine Entladung zu erhalten.

1) S. Anm. 199.
2) S. Anm. 199.

Bei Vielfachentladungen (zwei oder mehr Entladungen in jeder Halbperiode, Abb. 9) besteht die Beziehung

$$P - S = Q = R$$

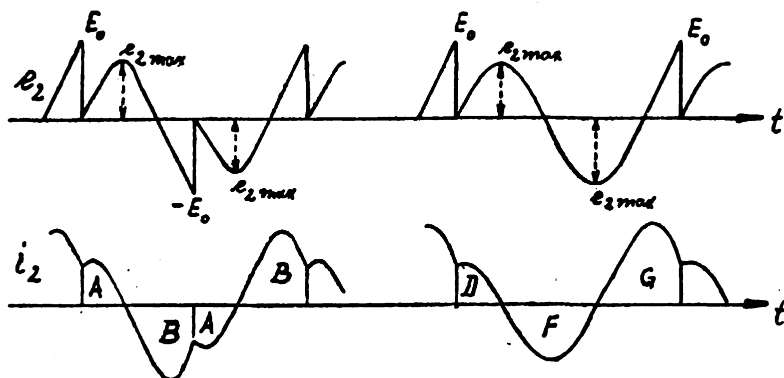


Fig. 8.

wodurch die Zwischenräume aufeinanderfolgender Entladungen bestimmt sind.

Bei einseitigen Entladungen tritt augenscheinlich eine Gleichstromkomponente in i_2 auf, die den Eisenkern des Transformators vermutlich

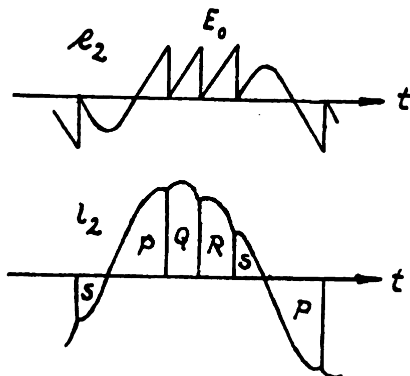


Fig. 9.

einseitig magnetisiert. Durch eine ungleichseitige Spannungswelle wird infolgedessen die Neigung zur einseitigen Entladung jedenfalls vergrößert. Bei den Versuchen Yagis konnte beobachtet werden, daß

die einseitige Entladung mit der äußersten Beharrlichkeit aufrecht erhalten blieb.

Schlußbetrachtungen.

Die vorstehenden Überlegungen gelten nur für zwei besondere Fälle des regelmäßigen Funkenspiels und es ist zu beachten, daß zwischen dem Einzelfunkenbetrieb mit je einer Entladung im Zwischenraum mehrere Perioden und dem Mehrfachfunkenbetrieb mit vielen Funkenübergängen in jeder Halbperiode noch eine unendliche Zahl stetiger Funkenspiele möglich ist; die bisher untersuchten zwei Fälle sind nur die geeignetsten für die Tonerzeugung.

Es gibt Funkenspiele, die den in unseren Betrachtungen Behandelten sehr stark ähneln. So kann z. B. in nahezu jeder Periode oder Halbperiode eine Entladung eintreten, jedoch ist die Funkenperiode dabei ein klein wenig kürzer, als $\frac{\pi}{\omega}$ oder $\frac{2\pi}{\omega}$, so daß nach mehreren Perioden eine besondere Funkenentladung einsetst. Im anderen Fall ist die Funkenperiode ein klein wenig größer als $\frac{\pi}{\omega}$ bzw. $\frac{2\pi}{\omega}$ und es setzt infolgedessen nach mehreren Perioden die Entladung regelmäßig einmal aus. Dies hängt davon ab, ob die Energiezufuhr ein klein wenig größer oder geringer, als der Energieverlust durch die regelmäßige Entladung des Kondensators bei der Spannung E_0 ist.

Diese Betriebszustände vom wirklich regelmäßigen Funkenspiel zu unterscheiden, ist besonders dann nicht leicht, wenn die Verschiedenheit nur unbeträchtlich ist, obgleich Cutting behauptet, daß er den Ausfall einer Funkenentladung im regelmäßigen Funkenspiel habe hören können.

Yagi führt hierzu einen Versuch an, bei dem die Selbstinduktivität einer der Primärwicklung des Transformators vorgeschalteten Spule fortschreitend von der einen Seite über die Resonanz hinweg nach der anderen Seite geändert wurde, während die Funkenstrecke auf E_0 fest eingestellt blieb; die oszillographische Beobachtung des mit 50 Perioden vor sich gehenden, regelmäßigen Funkenspiels ließ kaum eine Veränderung der Bilder beim Durchgang durch die Resonanz erkennen. — Die Schlußfolgerung, daß bei Resonanz kein regelmäßiges Funkenspiel möglich sei, beruht auf der Annahme eines ideal regelmäßigen Funkenbetriebs bei $\varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}} = 1$. Zum mindesten erscheint daher die Behauptung voreilig, daß die genaue Resonanz unzweck-

mäßig sei oder sich dabei ein kleinster Wirkungsgrad ergebe. Auch Cuttings Überlegungen stützen sich auf die Voraussetzung des ideal regelmäßigen Vorgangs und es ist eine offene Frage, ob die Leistung wirklich am kleinsten ist, wenn die Vorbedingungen durch die Resonanz bei „praktisch" regelmäßigem Funkenspiel geändert werden.

Eine weitere Frage ist es, ob der nicht wirklich, sondern nur scheinbar regelmäßige Funkenbetrieb weniger reine Töne im Empfänger hervorruft, als der ideal regelmäßige Betrieb außerhalb der Resonanz.

Vom Standpunkt der Tonerzeugung spricht nach den voraufgegangenen Betrachtungen nur ein theoretischer Grund dagegen, der indessen nicht als zwingend angesehen zu werden braucht.

Zusammenfassung.

Nach einem Rückblick über frühere Arbeiten, die im Zusammenhang mit der Übereinanderlagerung der freien Schwingungen bei der regelmäßigen Funkenentladung des Kondensators stehen, entwickelt der Verfasser die mathematische Lösung für einen und zwei Funkenübergänge in jeder Periode. Diese Lösungen werden dann im einzelnen betrachtet, wobei der bisher als untunlich bezeichnete Betrieb des Transformators in der Resonanz besondere Berücksichtigung findet. Auch werden die Bedingungen des regelmäßigen Funkenspiels untersucht. Berichter: Dipl.-Ing. Oskar Naumann.

Radioélectricité 1, 12, S. 587, 1921. Die Kapazität von Antennen mit horizontaler Fläche.

Zur Bestimmung von Antennenkapazitäten hat Austin folgende empirische Formel angegeben:

$$C = \left(4\sqrt{a} + \frac{0{,}885\,a}{h}\right)\left(1 + 0{,}015\,\frac{l}{b}\right) \cdot 10^{-5}\,\mu F$$

(Siehe diese Ztschr. **16**, 2, S. 130, 1920.) Die Formel ist anwendbar auf jede Antennenform mit horizontalem Dach und unabhängig von der Drahtzahl.

Einfacher, aber auch beschränkter in ihrer Anwendung, ist folgende von Eccles angegebene Formel

$$C = c\,l\sqrt{n-1}\ \text{cm}$$

Hierin bedeutet l die Länge der Antenne in cm, n die Drahtzahl und c

die Kapazität der Längeneinheit des einzelnen Antennendrahtes in der gleichen Höhe, dargestellt durch die bekannte Gleichung

$$c = \frac{1}{2 \ln \frac{2h}{r}}$$

(h = Höhe, r = Drahtradius). Da c innerhalb des Gebietes der praktisch vorkommenden Werte des Verhältnisses $\frac{h}{r}$ nur wenig schwankt, so kann man in roher Annäherung $c = 0{,}05$ cm setzen.

Die Ecclessche Formel ist nur anwendbar auf Antennenformen, die aus mehreren horizontalen parallelgespannten Einzeldrähten von nicht zu großem Abstande bestehen. Sie gestattet eine einfache Lösung des Problems, eine *L*-Antenne von gegebener Kapazität zu konstruieren. Gesucht sei die Länge einer Antenne von 5000 cm Kapazität, Höhe 100 m, Drahtstärke 5 mm. Dann wird $\frac{h}{r} = 4 \cdot 10^4$, daher $c = 0{,}047$, also ergibt sich für

$$n = 5 \qquad l = 530 \text{ m}$$
$$n = 10 \qquad l = 353 \text{ m}$$
$$n = 17 \qquad l = 265 \text{ m}$$

Die Ergebnisse der Berechnung sind von praktisch ausreichender Genauigkeit, solange der Abstand der Einzeldrähte etwa $2^0/_0$ der Drahtlänge nicht überschreitet. Eccles gibt für einige, in den Größenverhältnissen sehr verschiedene Antennen die berechneten und die gemessenen Kapazitätswerte an; der maximale Unterschied beträgt etwa $4{,}5^0/_0$.

Es ist zu beachten, daß die Formel von Eccles der Zuleitungskapazität nicht Rechnung trägt. Diese muß vielmehr besonders bestimmt werden. Zi.

G. Stead, The Effect of Electron Emission on the Temperature of the Filament and Anode of a Thermionic Valve. (Electrician **86**, 25, S. 755, 1921.)

Die Temperatur des Glühfadens in einer Elektronenröhre ist, solange keine Emission vorhanden ist, durch den Heizstrom bestimmt. Fließt ein Emissionsstrom, so treten zwei Einflüsse auf, die die Fadentemperatur verändern. 1. Es ist Energie erforderlich, um die Elektronen zum Verlassen des Glühdrahtes zu bringen; hieraus ergibt

14*

sich eine Erniedrigung der Fadentemperatur. 2. Der Emissionsstrom selbst beeinflußt die Fadentemperatur. Schließt man z. B. die Hochspannungsbatterie an das negative Fadenende an, so fließt der größere Teil des Emissionsstromes durch dieses Fadenende, und zwar in gleicher Richtung wie der Heizstrom, verstärkt also dessen heizende Wirkung. Durch das positive Ende des Fadens fließt der geringere Teil des Emissionsstromes, nach Maßgabe des größeren Widerstandes dieses Weges, und wirkt der Wärmewirkung des Heizstromes entgegen. Die Temperaturverteilung längs des Fadens ist daher unsymmetrisch, das Temperaturmaximum liegt nicht in der Mitte, sondern näher am negativen Ende des Glühfadens.

Mit Hilfe einer besonderen ad hoc konstruierten Röhre, deren Faden durch einen Schlitz im Anodenblech hindurch sichtbar war, gelang es dem Verf., unter Benutzung des optischen Pyrometers, diese Verhältnisse experimentell zu bestätigen. Der unter 2. genannte Einfluß erweist sich als stärker als der erste und verdeckt ihn, da beide sich entgegenwirken, vollständig.

Die etwa möglichen Fehlerquellen, in erster Linie die Schwärzung der Glaswand durch Zerstäubung des Elektrodenmaterials sowie die Absorption im Glase selbst wurden eliminiert bzw. durch Korrektionen berücksichtigt. Für die Temperaturverteilung längs des Fadens ergeben sich Kurven, aus denen nicht nur das Ansteigen der Fadentemperatur mit wachsendem Emissionsstrom, sondern auch die unsymmetrische Verlagerung des Temperaturmaximums deutlich zu ersehen ist.

Infolge der Temperaturerhöhung beim Anwachsen des Emissionsstromes wächst auch der Widerstand des Heizfadens, wodurch der Heizstrom merklich zurückgeht. Die Widerstandsänderung konnte in der Wheatstoneschen Brücke nachgewiesen werden.

Verf. stellte ferner, ebenfalls mit dem Pyrometer, Beobachtungen über die von der Anodenoberfläche aufgenommene, bzw. ausgestrahlte Energie in Abhängigkeit von der Anodentemperatur an. Die Ergebnisse sind gleichfalls in einer Kurve zusammengestellt. Wie zu erwarten war, ergibt sich ein starkes Anwachsen der Anodentemperatur mit wachsendem Anodenstrom. Zi.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schaltungen für Duplexverkehr (Gegensprechen).

Peter Pendleton Eckersley in London beschreibt in der britischen Patentschrift 135895 einige Anordnungen zum gleichzeitigen Senden und Empfangen drahtloser Nachrichten verschiedener Wellenlänge mit

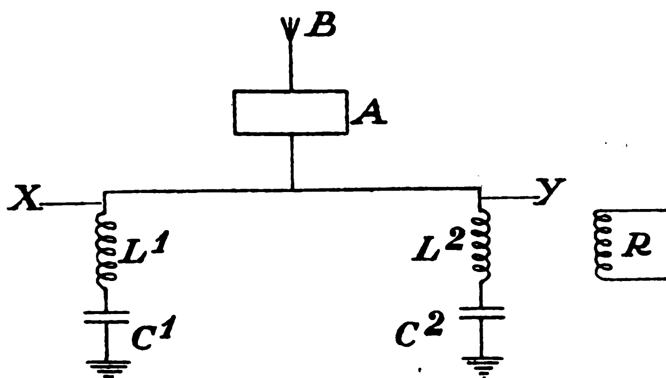


Fig. 1.

derselben Antenne, ohne daß dabei die Gefahr besteht, daß die empfindlichen Teile des Empfängers von der Sendeenergie zerstört oder

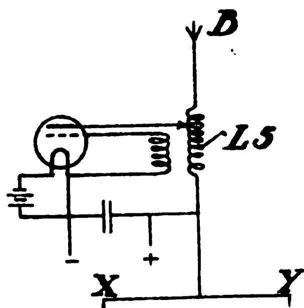


Fig. 1a.

schädlich beeinflußt werden. Sofern der Unterschied in der Wellenlänge der Sender- und der Empfangswellen mehr als 25 °/₀ beträgt, genügt zur Erzielung dieser Wirkung nach Angabe von Eckersley die

in Fig. 1 angegebene Schaltung. A ist ein Sender, z. B. ein Röhrengenerator mit Rückkoppelung beliebiger bekannter Art, etwa wie in Fig. 1a beispielsweise angedeutet. Dieser Sender A ist über die beiden Parallelzweige X und Y geerdet, von denen der eine mit der Induktanz L_1 und der Kapazität C_1 (in Hintereinanderschaltung) auf die Wellenlänge des Senders A abgestimmt ist, wobei L_1 und C_1 der Induktanz und Kapazität des Luftleiters möglichst gleichgemacht sein soll. Durch diese Gleichheit wird bewirkt, daß der Verzweigungs-

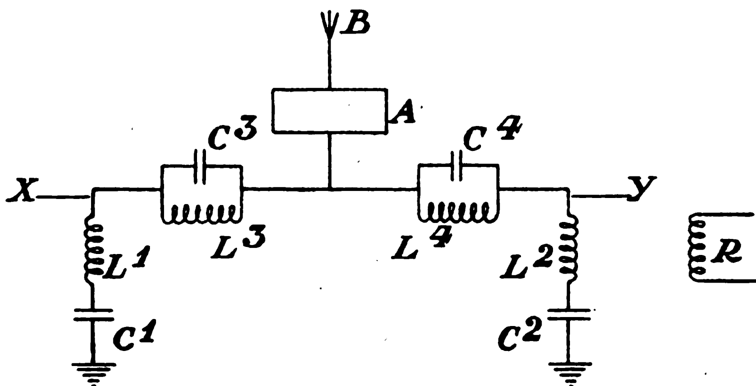


Fig. 2.

punkt der beiden Parallelerdverbindungen X und Y ein Spannungsknoten für die Senderwelle wird. Infolgedessen werden die Senderschwingungen gezwungen, den Weg $C_1 L_1$ zu wählen, und sie lassen dann den Empfänger ungestört. Die Induktanz L_2 und der Kondensator C_2 sind zusammen mit der Induktanz L_5 des Senders auf die Empfangswelle abgestimmt, und die Induktanz L_2 ist in irgendeiner beliebigen Weise mit dem Empfangskreise R gekoppelt. Fig. 2 zeigt eine Schaltung für den Fall, daß die Wellenlängen von Sender und Empfänger um weniger als 25 °/₀ verschieden sind. Hier sind in die Erdleitungen X und Y noch geschlossene Schwingungskreise, sogenannte Stromresonanz- oder Antiresonanzkreise $C_3 L_3$ und $C_4 L_4$, eingeschaltet, und zwar ist der in die Erdverbindung X eingeschaltete Stromresonanzkreis $C_3 L_3$ auf die Empfängerwelle abgestimmt, während der in die andere mit dem Empfänger R gekoppelte Erdleitung Y eingeschaltete Stromresonanzkreis $C_4 L_4$ auf die Senderwellenlänge abgestimmt ist. Beim Senden wirkt dann der Kreis $L_4 C_4$, nachdem er

sich aufgeschaukelt hat, als Drosselkreis für die Senderwellen, auf die er abgestimmt ist, er schützt also den Empfänger, mit dem er hintereinandergeschaltet ist, gegen die Senderwellen. Umgekehrt wirkt beim Eintreffen von Empfangswellen der Kreis $L_3\,C_3$, da er auf die

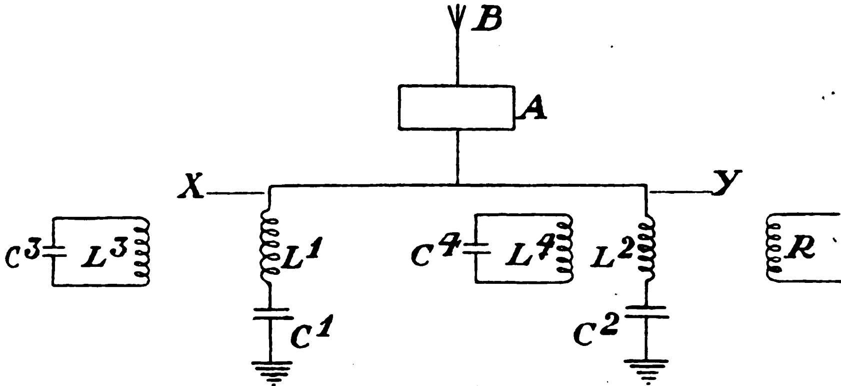


Fig. 3.

Empfangswellen abgestimmt ist, als Drosselkreis und zwingt so die Empfangsenergie, durch den anderen mit dem Empfänger gekoppelten Zweig zu fließen. Die Kreise $C_3\,L_3$ und $C_4\,L_4$ können auch, wie in Fig. 3 angedeutet, induktiv gekoppelt sein.

Empfangsschaltungen, insbesondere solche zur Störungsbefreiung.

Ernest Edward Frankis beschreibt in der britischen Patentschrift 152386 die in Fig. 4 dargestellte Empfangsschaltung, durch die es möglich sein soll, auch dann noch Signale zu empfangen, wenn störende Wellen von einer der Wellenlänge der Empfangsschwingungen ganz nahe benachbarten Wellenlänge den Luftleiter treffen. Der Luftleiter *A* wird zu diesem Zwecke mit zwei parallelen Erdverbindungen versehen; die eine dieser Verbindungen ist mit einem Schwingungskreise *GH* und mit dem Empfänger *F* gekoppelt und enthält zu diesem Zwecke die beiden Koppelungsspulen *D* und *E*. Der Schwingungskreis *HG* enthält einen Ausschalter *I*. Die andere Erdverbindung enthält einen Kondensator *C* und ebenfalls einen Ausschalter *B*. Die Anordnung arbeitet folgendermaßen: Angenommen, es wirken zwei Züge von Wellen von nahezu gleicher Wellenlänge auf den Luftleiter *A* ein, so öffnet man beide Ausschalter und stimmt den Luftleiter in der gewöhnlichen Weise auf die eine dieser Wellenlängen ab. Dann schließt

man beide Schalter und verändert die Kapazitäten der Kondensatoren *H* und *C* so lange, bis die Signale, die man zu empfangen wünscht, klar sind, während die anderen Signale ganz oder nahezu vollständig beseitigt sind. Wenn man dabei die Wellenlänge, auf die der Luftleiterkreis als Ganzes abgestimmt ist, bestimmt, so findet man, daß sie beträchtlich von derjenigen der beiden eintreffenden Wellenzüge abweicht.

Lloyd Espenschied beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1362612 zwei Schaltungen für Empfangsstationen, mit denen Störungen

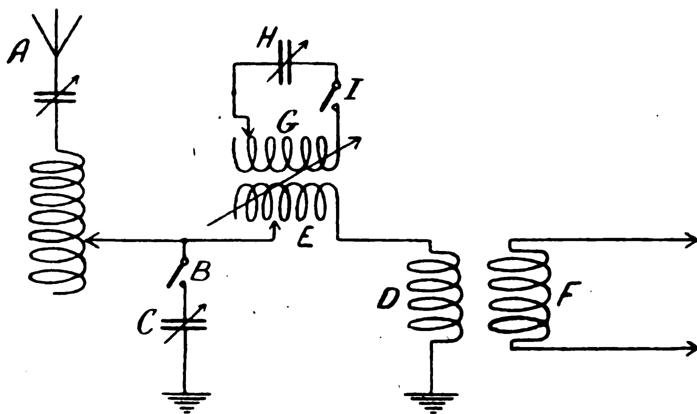


Fig. 4.

atmosphärischer oder statischer Art eliminiert werden können. Er verwendet zu diesem Zwecke einen Hilfsschwingungskreis, der in bezug auf Eigenwellenlänge und Dämpfung der Empfangsantenne möglichst gleich gemacht ist und der mit dem Empfänger in entgegengesetzter Phase wie die Empfangsantenne gekoppelt ist. Hierdurch sollen die von atmosphärischen Störungen in der Empfangsantenne hervorgerufenen Eigenschwingungen dieser Antenne kompensiert werden. Fig. 5 zeigt eine dieser Ausführungen. 1 ist die eigentliche Empfangsantenne, die mittels des Kondensators 2 und der Selbstinduktion 3 auf die Empfangswellen abgestimmt ist. 4 ist der gekoppelte und auf die Empfangsschwingungen abgestimmte Empfangskreis, 5 ein Audiondetektor und 6 der Empfänger, 7 ist eine Hilfsantenne, die vorzugsweise aperiodisch ausgeführt wird. Mittels eines in diese eingeschalteten Ohmschen, nicht induktiven Widerstandes 8 ist eine Verstärker- oder Relaisröhre 9 angeschlossen, mit deren Anodenkreis lose ein

Schwingungskreis 10 gekoppelt ist, der seinerseits wieder mit dem Empfängerkreis 4 gekoppelt ist. Der Schwingungskreis 10 enthält Widerstand, Kapazität und Selbstinduktion, die so bemessen sind, daß der Kreis nicht nur dieselbe Eigenfrequenz, sondern auch den gleichen Dämpfungsfaktor besitzt wie die Empfangsantenne 1. Wenn diese Bedingungen erfüllt sind, sind die Eigenschwingungen, die in dem Kreise 10 durch stoßartig wirkende atmosphärische Störungen mittels der aperiodischen Antenne 7, 8 und des Verstärkers hervorgerufen

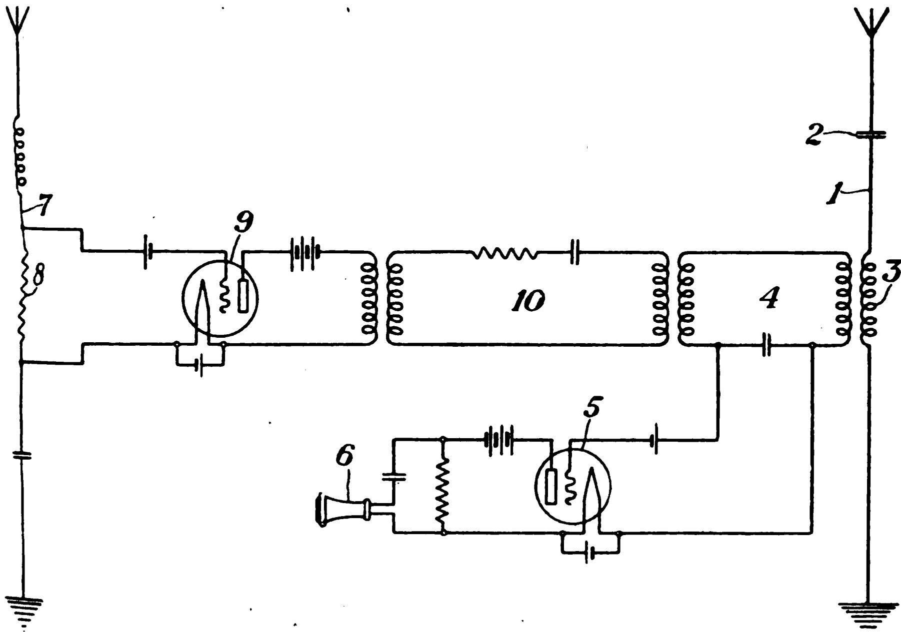


Fig. 5.

werden, denen ähnlich, die unter gleichen Verhältnissen in der Empfangsantenne 1 erzeugt werden. Die Koppelungen der Empfangsantenne 1 und des Hilfskreises 10 mit dem Empfangskreise 4 sind gegeneinander geschaltet und daher wirken gleichzeitig in der Empfangsantenne 1 und in dem Hilfsschwingungskreis 10 auftretende Schwingungen einander entgegen und heben sich gegenseitig auf. Diese Wirkung tritt aber nur ein, wenn stoßartig wirkende atmosphärische Störungen eintreffen. Kommen dagegen ungedämpfte Wellen von der Frequenz an, auf die die Antenne 1 und der Empfangskreis 4

abgestimmt sind, dann ist die aperiodische Antenne 7 unwirksam und der Hilfsschwingungskreis 10 wird dann nicht erregt. Eine Schwächung der Empfangswirkung tritt dann nicht ein. Dieselbe Aufgabe kann auch gelöst werden unter Verwendung nur **einer** Antenne, wie Fig. 6 zeigt. 21 ist eine Empfangsantenne, die auf die Frequenz der Empfangswellen abgestimmt ist. In sie sind eine Induk-

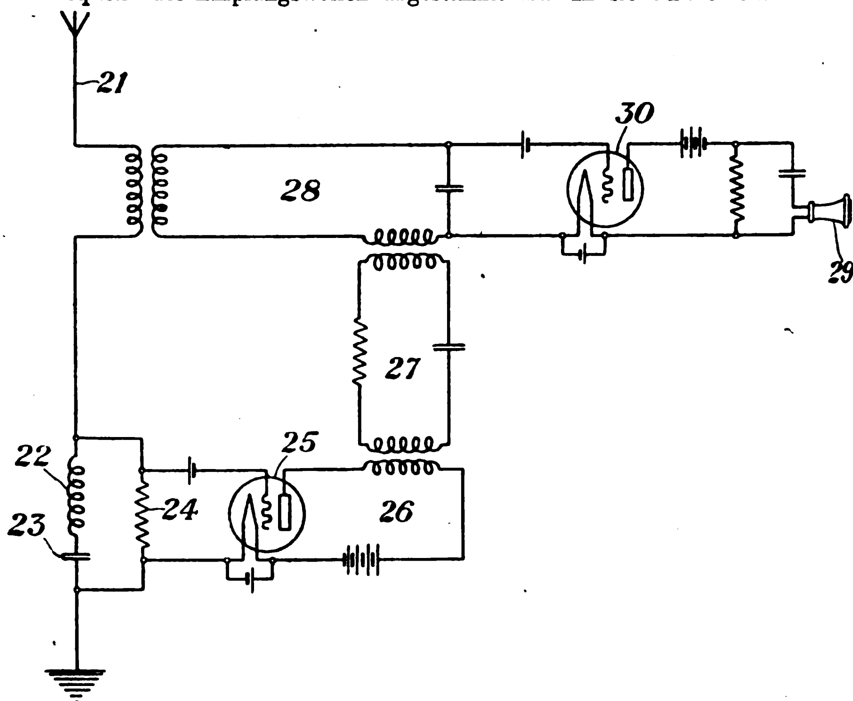


Fig. 6.

tanz 22 und ein Kondensator 23 eingeschaltet, so daß für die Empfangsfrequenz der Widerstand der Serienschaltung 22, 23 gleich Null ist. Parallel zu 22, 23 liegt ein nicht induktiver Widerstand 24; dieser ist mit dem Gitter der Verstärkerröhre 25 verbunden und der Anodenkreis 26 dieser Röhre ist mit dem Hilfsschwingungskreis 27 gekoppelt. Der Widerstand 24 hat lediglich den Zweck, eine leitende Verbindung zwischen dem Gitter und der Glühkathode der Verstärkerröhre 25 zu schaffen. Der Hilfsschwingungskreis 27 besitzt gleiche Abstimmung und gleiche Dämpfungsverhältnisse wie die Empfangsantenne 21. Der Hilfsschwingungskreis 27 wirkt dann auch hier in

entgegengesetzter Koppelungsrichtung auf den Empfangskreis 28 ein wie die Empfangsantenne 21, so daß auch hier wie oben für die Schaltung nach Fig. 5 beschrieben, stoßartig wirkende atmosphärische Störungen in der Empfangsantenne 21 und im Hilfsschwingungskreis 27 gleichartige Schwingungen hervorrufen, die sich gegenseitig in ihrer Wirkung auf den Kreis 28 neutralisieren. Treffen dagegen ungedämpfte Empfangsschwingungen ein, so ist das Potential zwischen den Endpunkten der Serienkombination 22, 23 Null und der Verstärker samt dem Hilfsschwingungskreis 27 werden nicht erregt.

Die britische Patentschrift 158707 von William James Picken und John Glover Robb betrifft eine Empfangsanordnung, bei der die

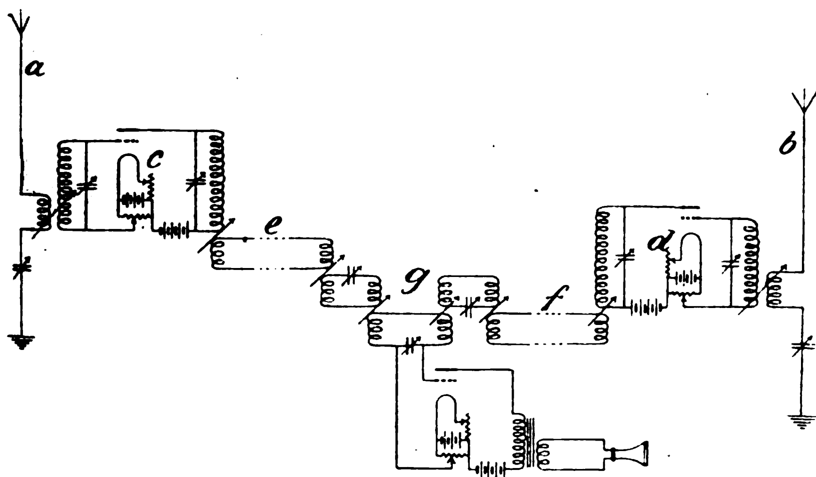


Fig. 7.

in zwei oder mehr getrennten und räumlich weit voneinander entfernt aufgestellten Luftleitersystemen aufgefangenen Schwingungen miteinander kombiniert werden. Um aber dabei zu verhindern, daß die Verbindungsleitungen, die zur Übertragung der Empfangsenergie von den Luftleitern nach der Zentralstelle erforderlich sind, ihrerseits selbst als Luftleiter wirken und dadurch die Wirkung beeinträchtigen, werden zwischen jeden Luftleiter und die Zuführungsleitung eine Vakuumverstärkerröhre mit Gitterelektrode zwischengeschaltet. Auf diese Weise können die Ströme in den Verbindungsleitungen, die von der Wirkung der Empfangsschwingungen auf die Antennen herrühren, sehr groß gemacht werden im Vergleich zu den Strömen, die von den

Empfangsschwingungen in den Verbindungsleitungen selbst erregt werden, so daß diese letzteren keine schädliche Wirkung ausüben können. Bei dieser Anordnung können kleinere Antennen verwendet und diese weiter voneinander entfernt aufgestellt werden, Fig. 7 zeigt diese Anordnung. *a* und *b* sind zwei Luftleiter, deren Empfangsströme in einem gemeinsamen Empfänger kombiniert werden sollen. Diese Luftleiter sind mit je einem Verstärker *c*, *d* gekoppelt, die ihrerseits mit den Verbindungsleitungen *e f* gekoppelt sind; auf diese Weise werden die verstärkten Ströme nach der gemeinsamen Empfangsstation *g* übertragen, wo sie miteinander kombiniert und empfangen werden.

Harold S. Osborne in New York beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1361487 eine Empfangsanordnung, die in Fig. 8 dargestellt ist und bei der mehrfach hintereinander Überlagerungen stattfinden. Es soll angenommen werden, daß die Empfangsstation alle Signale mit Frequenzen zwischen 600000 und 610000 aufzunehmen wünscht, während alle außerhalb dieses Bereiches liegenden Frequenzen ausgeschlossen werden sollen. Zu diesem Zwecke werden die in der Empfangsantenne *RA* empfangenen Schwingungen verschiedener Frequenz mittels des Transformators 10 auf einen auf etwa 605000 Schwingungen scharf abgestimmten Kreis 11 übertragen, wobei also die Frequenz 605000 die Mitte des Frequenzbandes darstellt, welches man zu empfangen wünscht. Da das gewünschte Frequenzband verhältnismäßig eng ist im Vergleich zu dem Bereich von Null bis zu der mittleren Frequenz 605000, werden alle Frequenzen zwischen 600000 und 610000 Schwingungen mit praktisch gleich starker Energie empfangen, während Frequenzen außerhalb dieses Bereiches schwächer empfangen werden. So würden z. B. Frequenzen von 550000 nur 10% Empfangsstärke ergeben. Die empfangenen Schwingungen werden nun mit den Überlagerungsschwingungen des Generators G_1 von 550000 überlagert und dem Gitter der Vakuumröhre D_1 zugeführt. Die Vakuumröhre wirkt dann als „Demodulator“ und erzeugt in ihrem Anodenkreis Frequenzen, die der Summe und der Differenz der ihren Gitterkreis zugeführten Schwingungen entsprechen. Infolgedessen wird ein Frequenzband zwischen 50000 und 60000 Schwingungen pro Sekunde im Anodenkreis auftreten. Ein Bandfilter F_1 ist mit dem Anodenkreis der Reihe D_1 verbunden; es läßt alle Frequenzen zwischen 50000 und 60000 frei durchlaufen, während es die außerhalb dieses Bereiches liegenden Frequenzen unterdrückt. Statt des Filters könnten auch gewöhnliche abgestimmte Schwingungskreise treten. Eine zweite Vakuum- oder „Demodulator“-Röhre D_2, die der ersten Röhre

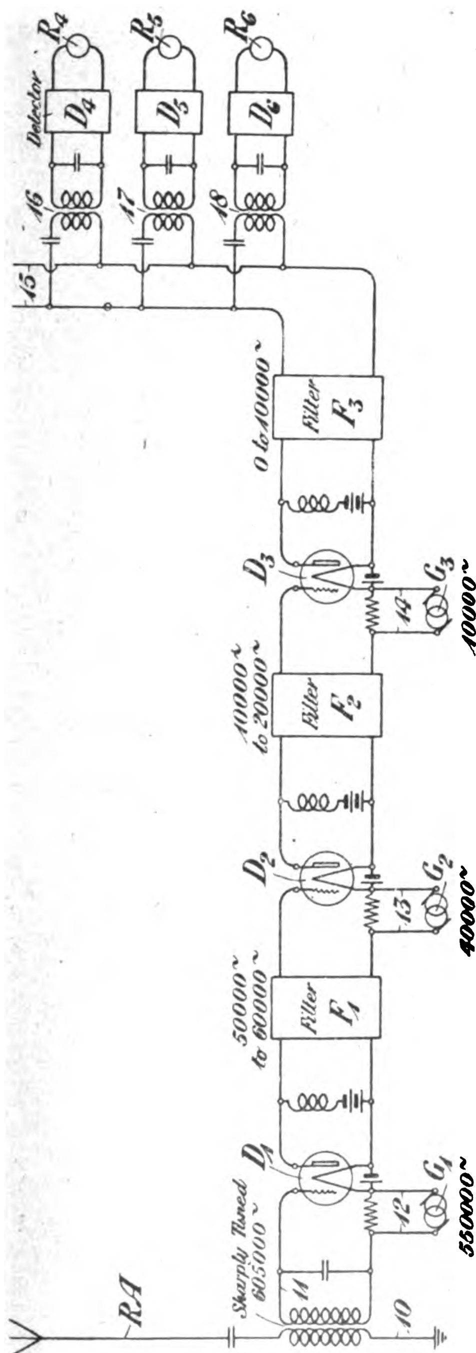

Detector
R4
R5
R6
D4
D5
D6
16
17
18
15
0 to 10000~
Filter F3
D3
G3
14
10000~
10000~ to 20000~
Filter F2
D2
G2
13
40000~
50000~ to 60000~
Filter F1
D1
G1
12
550000~
Sharply Tuned 605000~
11
10
RA

Fig. 8.

D_1 ähnlich angeordnet ist, ist mit ihrem Eingangs- oder Gitterkreis mit dem Filter F_1 verbunden. Mittels des Generators G_2 werden dann Schwingungen von 40000 pro Sekunde überlagert, wodurch das Frequenzband auf 10000 bis 20000 begrenzt wird. Durch ein weiteres Filter F_2 und eine dritte Vakuumröhre D_3 mit Überlagerungsgenerator G_3 für 10000 Schwingungen wird das Frequenzband auf Schwingungen zwischen 0 und 10000 Schwingungen erniedrigt und durch ein weiteres Filter F_3 geschickt. In dem Kreise 15 treten dann Frequenzen zwischen 0 und 10000 auf und durch abgestimmte Kreise 16, 17, 18 und Detektoren D_4 D_5 D_6 können sie auf je einen entsprechend abgestimmten Empfänger R_4 R_5 R_6 übertragen und wahlweise empfangen werden.

John L. Hogan jr. in New York beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1363319 verschiedene Anordnungen an Überlagerungsempfängern, bei denen durch ein gemeinsames Einstellelement die Abstimmung sämtlicher Kreise gleichzeitig bewirkt wird, so daß beim Übergang von einer Empfangswelle zur anderen durch einen einzigen Handgriff zugleich die Antenne mit ihren Schwingungskreisen und der Überlagerungsempfänger mit seinen verschiedenen Schwingungskreisen und Abstimmungen im richtigen Verhältnis geändert und eingestellt werden.

Die britische Patentschrift 152915 von Laurence Beddome Turner in Cambridge betrifft einen Empfänger für Schnelltelegraphie mit langen Wellen und mit Empfangskreisen von geringer Dämpfung. Bei solchen Anordnungen ist die Geschwindigkeit der Übertragung begrenzt durch die Zeitdauer, welche erforderlich ist, damit die in den Empfangskreisen während eines Morsepunktes oder -striches auftretenden Schwingungen während des folgenden Zwischenraums zwischen zwei Zeichen wieder abklingen. Durch Vergrößerung der Dämpfung kann zwar die Abklingzeit verkürzt werden, gleichzeitig werden aber dann die Amplituden der Empfangsschwingungen verringert und die Empfindlichkeit des Empfängers herabgesetzt. Um diesen Nachteil zu vermeiden, werden bei den Anordnungen nach der britischen Patentschrift 152915 Mittel vorgesehen, durch die die empfangenen Signale (Punkte und Striche des Morsealphabets), nachdem sie eine genügende Amplitude erreicht haben, um das Empfangsinstrument in Tätigkeit zu setzen, eine Zusatzdämpfung in den Empfangskreis einschalten, die so lange beibehalten wird, wie das ankommende Signal andauert, aber selbsttätig wieder verschwindet, nachdem das Signalzeichen aufgehört hat. Beim Einsetzen jedes Zeichens ist also die Dämpfung des Emp-

fangskreises sehr klein und die Schwingungen können sich daher schnell bis zu ihrer wirksamen Amplitude aufschaukeln. Die darauf einsetzende Dämpfung verhindert nun ein weiteres Anwachsen der Amplitude, und wenn die Dämpfung auch noch eine kurze Zeit nach dem Aufhören des Signals aufrecht erhalten bleibt, so ist die Zeit des Abklingens viel kürzer als ohne diese zusätzliche Dämpfung. In Fig. 9 und 10 sind zwei Ausführungen angedeutet. In beiden Figuren ist L eine Induktanz und C ein Kondensator im Empfangskreis. 1 ist

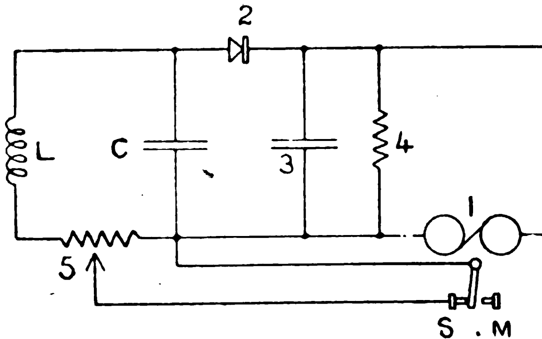


Fig. 9.

ein Relais, welches von den Schwingungen in $L\,C$ mittels eines Kristalldetektors oder eines thermionischen Detektors oder eines anderen Gleichrichterempfängers erregt wird. Ein Kondensator 3 und ein Widerstand 4, welch letzterer auch fehlen kann, liegen parallel zum Relais. Der Ausschlag des Relais 1 von der Ruhelage S zur Schreiblage M bewirkt die Einschaltung eines Dämpfungswiderstandes. In Fig. 9 wird dies durch Unterbrechen eines Kurzschlusses eines Teils des Widerstandes 5 im Empfangskreis bewirkt. In Fig. 10 dagegen bewirkt der Ausschlag des Relaisankers eine Änderung des Gitterpotentials einer Vakuumröhre 6 mit Kathode 7, Gitter 8 und Anode 9. Ein Teil der Selbstinduktion L des Schwingungskreises ist dabei in den Anodenkreis der Reihe 6 gelegt. Im Ruhezustand liegt am Gitter 8 die negative Batteriespannung 12, nach dem Ansprechen des Relais aber eine positive, aus der Differenz der Batteriespannungen 12 und 15 sich ergebende Spannung. Infolgedessen ändert die Röhre 6 ihre Leitfähigkeit und damit wird auch hier eine zusätzliche Dämpfung in den Empfangskreis $L\,C$ eingefügt.

Die britische Patentschrift 129313 der British Thomson-Houston

Company Ltd. in London betrifft Anordnungen zur Verstärkung schwacher Empfangsschwingungen mittels einer Kaskadenschaltung von Vakuumgitterröhren und bezweckt, die störende Wirkung atmosphärischer oder statischer Entladungen zu kompensieren. Zu diesem Zwecke wird die Charakteristik eines der Verstärker so abgeglichen, daß die durch atmosphärische Störungen hervorgerufenen Impulse einer

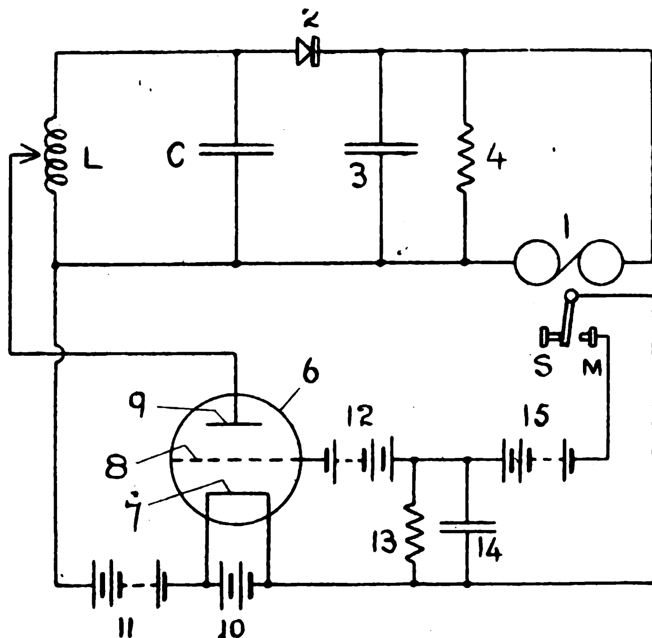


Fig. 10.

Richtung die Stärke der gewünschten Empfangsschwingungen nicht übersteigen kann. Die auf diesen Verstärker in der Kaskadenreihe folgende Verstärkerröhre wird dann so eingestellt, daß der Strom in der entgegengesetzten Richtung nicht die Stärke der gewünschten Empfangsschwingungen übersteigen kann. Infolgedessen können dann atmosphärische Störungen keine größeren Wirkungen auslösen als die Empfangsschwingungen selbst.

Anordnungen für gerichteten Empfang, sowie zur Ortsbestimmung und zur Richtungsbestimmung.

Ernst Frederik Werner Alexanderson in Schenectady V. St. A. beschreibt in der britischen Patentschrift 142074 eine Empfangs-

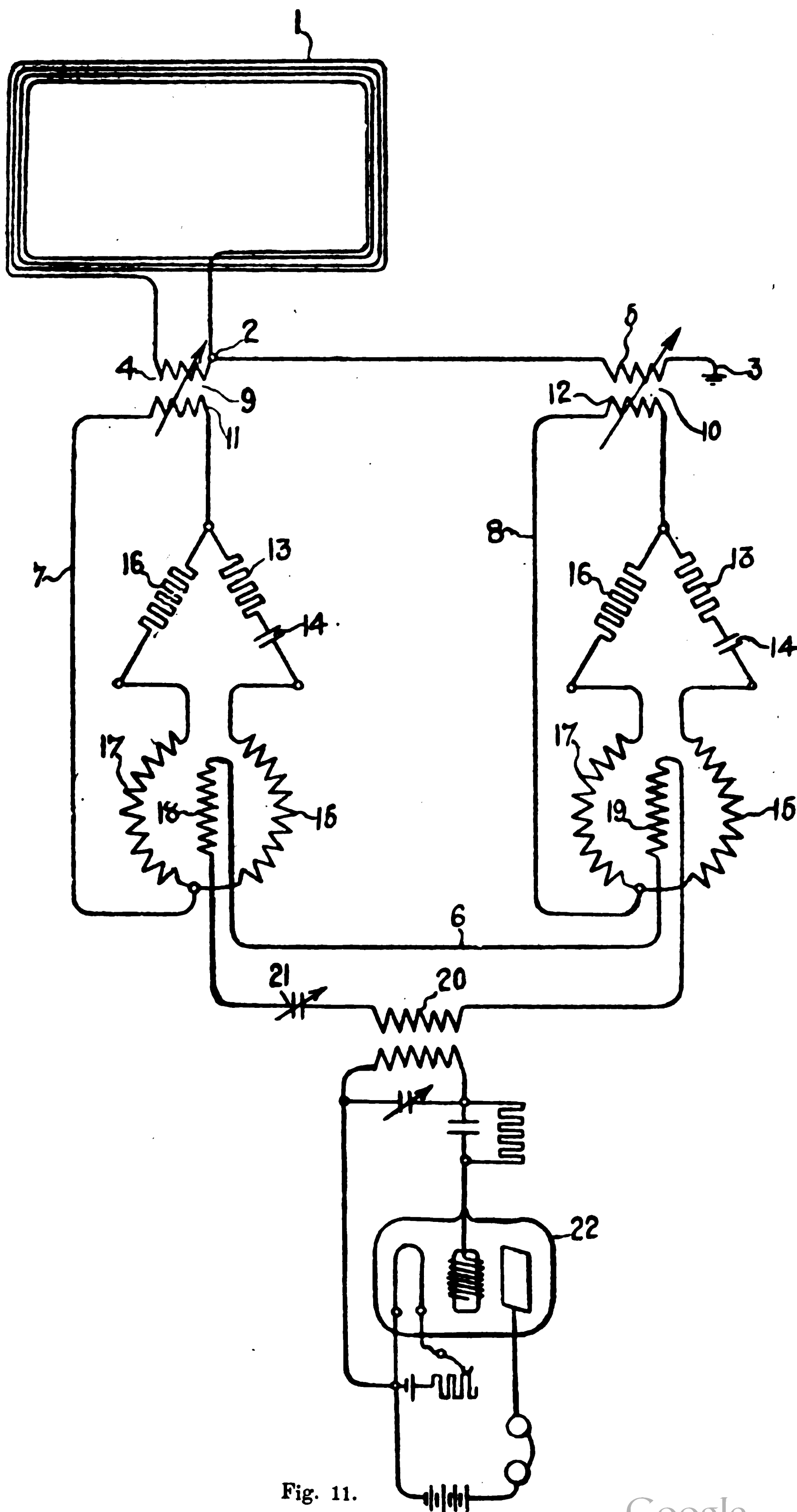


Fig. 11.

anordnung mit Rahmenantenne, die in Fig. 11 dargestellt ist und eine einseitige Richtwirkung besitzt. 1 ist die aperiodische Rahmenantenne, deren einer Punkt 2 bei 3 geerdet ist. Die durch die elektromagnetische Wirkung der ankommenden Wellen in der Rahmenantenne erzeugten Schwingungen durchfließen die Koppelungsspule 4, während die durch die elektrostatische Wirkung der ankommenden Wellen erzeugten Ströme die Koppelungsspule 5 der Erdleitung 3 durchfließen. Die Ströme in den Spulen 4 und 5 werden mittels der beiden Zwischenkreise 7 und 8, die Mittel zur Einstellung bestimmter Phasenverhältnisse besitzen, auf den Empfangskreis 6 übertragen. 9 und 10 sind

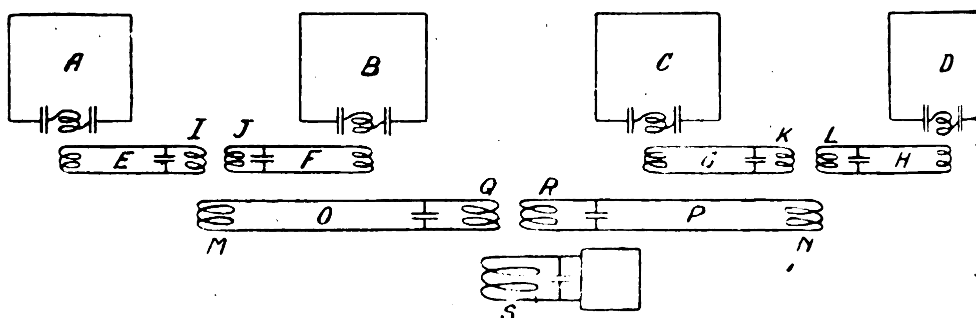


Fig. 12.

die hierzu dienenden Koppelungstransformatoren, deren Sekundärspulen 11 und 12 in den Zwischenkreisen 7 und 8 liegen. Jeder dieser Kreise besitzt zwei Parallelzweige 13, 14, 15 und 16, 17. Durch bestimmte Bemessung dieser Teile und durch Einstellung der Koppelungsspulen 18 und 19 ist es möglich, das System so einzustellen. daß die beiden durch die gewünschten Signale erzeugten Ströme sich im Empfangskreis 6 addieren, während Ströme, die durch Signale erzeugt werden, die aus bestimmten anderen Richtungen herkommen. einander entgegenwirken und sich gegenseitig aufheben. Wichtig ist es, daß die Rahmenantenne und die Zwischenkreise aperiodisch sind; hierdurch soll eine Unabhängigkeit von Frequenzänderungen erzielt werden.

Charles Samuel Franklin beschreibt in der britischen Patentschrift 158927 eine Empfangsanordnung, die in Fig. 12 dargestellt ist. Die vier Rahmenluftleiter *ABCD* liegen in derselben vertikalen Ebene und möglichst genau in der Richtung, aus der die Signale herkommen, deren Empfang gewünscht wird. *A* und *B* bilden ein

System und C und D ein zweites ähnliches System. A und B sind miteinander durch die abgestimmten Kreise E und F gekoppelt, deren horizontale Leiter abgeschirmt sind, um sie vor allen äußeren Einflüssen außer der Wirkung der Rahmenantenne zu schützen. Die Rahmenluftleiter C und D sind ähnlich durch die Schwingungskreise G und H miteinander kombiniert. Die Spulen I und J der Kreise E und F sind beide mit der Spule M des Kreises O gekoppelt, ebenso die Spulen K und L der Kreise G und H mit der Spule N des Kreises P. Die Spulen Q und R der Kreise O und P sind beide mit der Spule S gekoppelt, die mit einem geeigneten Verstärker verbunden ist. Der Abstand der Rahmen ABC und D voneinander kann klein sein und ist nur durch die praktisch erreichbare Verstärkung begrenzt. Gute Ergebnisse sind bis herunter zu einem Abstand von einem Dreißigstel der Wellenlänge erzielt worden. Hier soll als Beispiel angenommen werden, daß die Rahmen $ABCD$ ein Vierundzwanzigstel der Wellenlängen voneinander entfernt sind. Sind dann die Rahmen $ABCD$ auf die Wellenlänge der Empfangsschwingungen abgestimmt oder um gleiche Beträge gegen sie verstimmt, dann werden Wellen, die aus der Richtung AD oder DA herkommen, in A und B Schwingungen von 15° Phasendifferenz erzeugen. Diese Schwingungen werden dann in E und F ebenfalls Schwingungen von 15° Phasendifferenz erzeugen. Auf den Kreis O werden dann zwei Schwingungen von 15° Phasendifferenz einwirken. Hieraus kann man eine Phasendifferenz von 165° durch Umkehr der Verbindungen eines der Kreise E oder F machen. Ist dann der Kreis E so verstimmt, daß die Phase um $7^1/_2$° nach vorwärts verschoben wird, und umgekehrt der Kreis F so verstimmt, daß die Phase um $7^1/_2$° nach rückwärts verschoben wird, so werden Wellen, die aus der Richtung DA herkommen, Schwingungen in E und F erzeugen, die genau entgegengesetzt gerichtet sind, und im Kreise O werden, wenn die Koppelungen richtig eingestellt sind, keine Ströme fließen; Wellen dagegen, die aus der Richtung AB kommen, werden in E und F Schwingungen erzeugen, die um 30 Grad in der Phase verschoben sind und daher in O Schwingungen ergeben. Ähnliche Abgleichungen sind hinsichtlich der Schwingungskreise G und H gemacht, so daß Wellen aus der Richtung DC im Schwingungskreise P keine Schwingungen erzeugen.

James Erskine-Murray und James Robinson beschreiben in der britischen Patentschrift 136600 eine Anordnung zur Bestimmung der Richtung eintreffender elektrischer Wellen. Hier ist ein Rahmenempfangsluftleiter vorgesehen, der dauernd zwischen zwei Endlagen hin

und her schwingt, die durch einstellbare Anschläge auf der Traggrundplatte begrenzt sind. Die Lage dieser Anschläge ist symmetrisch zu dem Nullpunkt einer Skala einstellbar und die ganze Anordnung ist ihrerseits drehbar auf der Grundplatte angeordnet. Während die Rahmenspule zwischen den Endlagen hin und her schwingt, wird ihr Stromkreis kurz vor Erreichung der Endlage an den Empfangskreis kurzzeitig angeschlossen. Wenn dann die ganze Anordnung so eingestellt wird, daß die beiden im Empfänger abgehörten Empfangswirkungen gleich stark sind, so ist das ein Zeichen dafür, daß diese beiden Endlagen bzw. die Stellungen, in denen der kurzzeitige Anschluß der Rahmenantennenspule an den Empfänger erfolgte, symmetrisch zur Richtung der eintreffenden Wellen liegen, d. h. also, daß der Nullpunkt der Skala genau in Richtung der Ankunft der Wellen liegt. Es werden auf diese Weise die Lautstärken zweier symmetrisch zur Ankunftsrichtung gelegener Lagen miteinander verglichen, also nicht auf die Null- oder Minimumstellung eingestellt. Auf diese Weise ist eine genauere Bestimmung der Richtung der eintreffenden Wellen möglich.

Eine andere Anordnung zur Ermittlung der Ankunftsrichtung elektrischer Wellen betrifft das britische Patent 158005 von James Erskine-Murray und James Robinson. Auf der Senderstation werden Signale gegeben, deren Richtung sich mit bestimmter Winkelgeschwindigkeit von einer bestimmten Ausgangsrichtung aus (z. B. von der Nordrichtung aus) in bestimmter Richtung dreht. Auf der Empfangsstation ist dann eine Scheibe angeordnet, die sich genau mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie die Strahlrichtung des Senders dreht, und durch umstellbare Kontakte, die mittels drehbarer Kontaktarme geschlossen werden, sowie durch Einstellung auf gleiche Lautstärken kann auch hier der Winkel bestimmt werden, den die Ankunftsrichtung der Wellen mit der Nullrichtung einschließt.

In der britischen Patentschrift 160250 beschreiben James Erskine-Murray, James Robinson und Horace Leslie Crowther noch eine Anordnung zur drahtlosen Richtungs- und Ortsbestimmung. Auf der Senderstation werden ungedämpfte gerichtete Wellen ausgesandt, ausgehend von einer Normal- (Nord-) Richtung über die ganze Kompaßrose herum und zwar sollen diese Wellen für jede Richtung ein bestimmtes Kennzeichen besitzen; die Wellenlänge soll kurz, aber für alle Richtungen konstant sein, und über diese Wellenlänge soll eine oberhalb der Gehörgrenze liegende Wellenfrequenz, von etwa 20000 bis 60000 überlagert werden, und zwar soll diese Frequenz eine Funktion

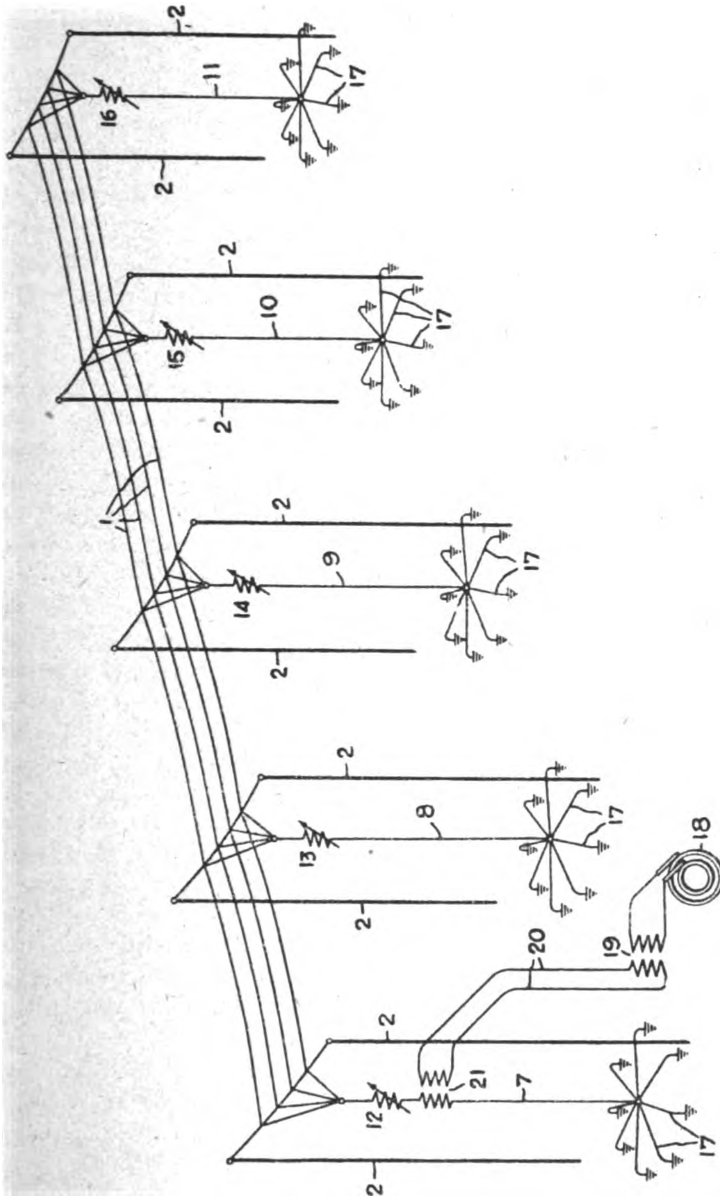


Fig. 13.

der Wellenrichtung sein. Es soll also die Amplitude der als „Trägerwelle“ dienenden ungedämpften Wellen sich mit einer Frequenz von

20000—60000 je nach der Ausstrahlungsrichtung ändern. Auf der Empfangsstation sind dann zwei Schwingungskreise vorgesehen, von denen der eine auf die „Trägerfrequenz" abgestimmt ist und der andere auf die Frequenz der Amplitudenveränderungen (20000 bis 40000) abgestimmt werden kann, die durch einen mechanischen Unterbrecher oder durch Überlagerung in Gruppen von hörbarer Frequenz

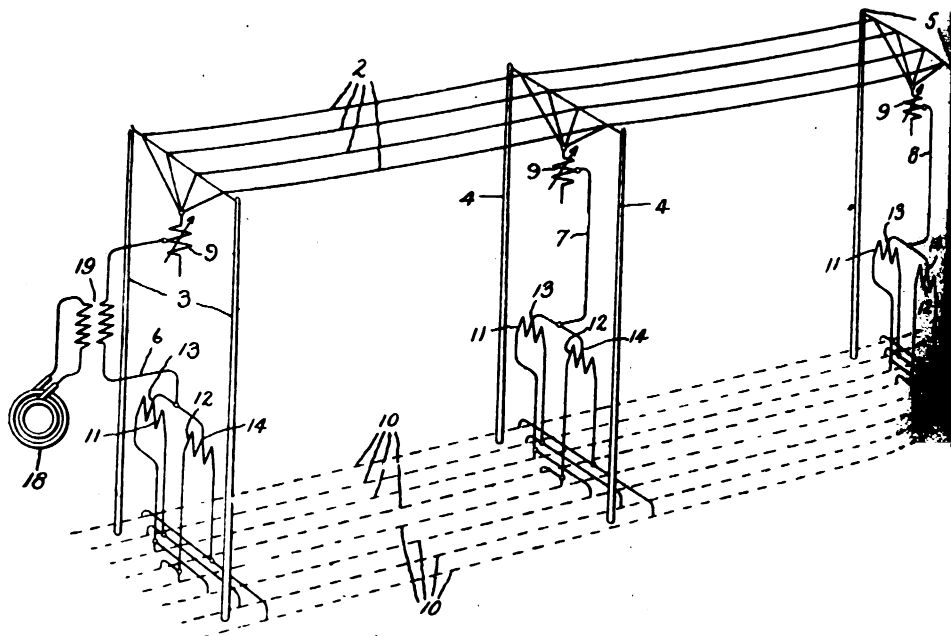


Fig. 14.

umgewandelt werden können. Die Empfangsstation kann dann die Richtung nach der Senderstation bestimmen durch Abgleichung des Modulationsschwingungskreises derart, daß während der Drehung der Senderwellen der Ton zu beiden Seiten des Minimums von gleicher Stärke ist.

James Erskine Murray und James Robinson beschreiben in den britischen Patentschriften 149826 und 149827 ähnliche Anordnungen zur Richtungsbestimmung, bei denen aber auf der Senderstation Wellen von je nach der Richtung verschiedener Wellenlänge, verschiedener Gruppenfrequenz oder verschiedener Dämpfung ausgesandt werden, während auf der Empfangsstation durch Überlagerung die Richtung festgestellt wird.

Antennenkonstruktionen.

In den amerikanischen Patentschriften 1 360 167, 1 360 168 und 1 360 169 (britische Patentschriften 142 610 und 144 075 bzw. schweizerische Patentschrift 86 283) beschreibt Ernst F. W. Alexanderson (British Thomson-Houston Co. Ltd. in London bzw. General Electric Company in Schenectady V. St. A.) Luftleiteranordnungen, bei denen

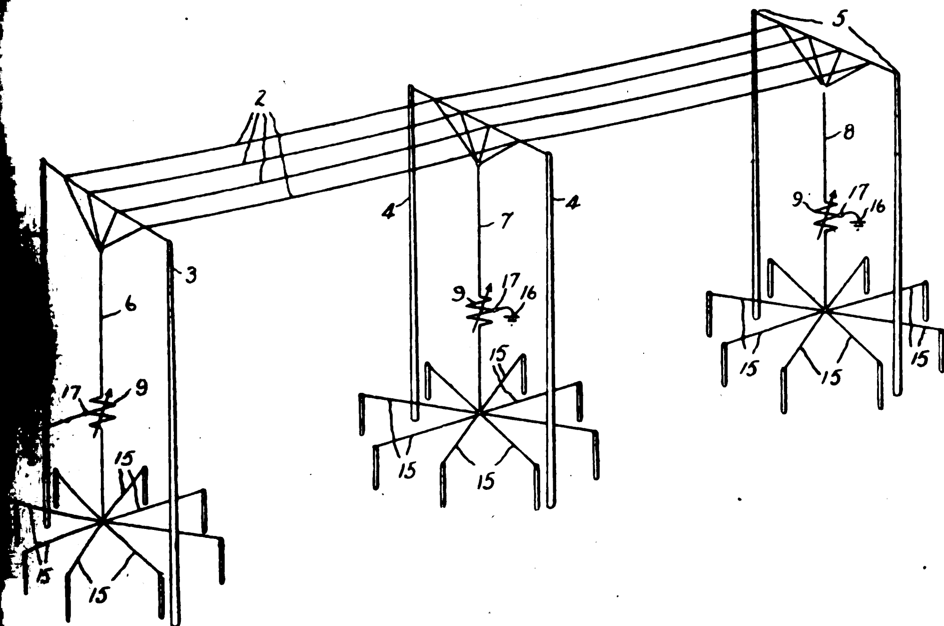


Fig. 15.

eine Mehrzahl voneinander räumlich getrennter Einzelantennen gemeinsam so erregt werden, daß sie eine gemeinsame Energieausstrahlung ergeben, und zwar erfolgt die gemeinsame Erregung der Einzelantennen durch Zuführung schwacher Ströme mit hoher Spannung. Fig. 13 ist beispielsweise eine Ausführung einer solchen Antennenanordnung. 1 sind horizontal gespannte Zuführungsdrähte, die von Masten 2, 2 gehalten werden und an die die Einzelantennen 7, 8, 9, 10, 11, in die Abstimmelemente 12, 13, 14, 15, 16 eingeschaltet sind, angeschaltet sind. Die Einzelantennen 7, 8, 9, 10, 11 sind bei 17 geerdet und die Erregung erfolgt aus dem Hochfrequenzgenerator 18 über die Transformatoren 19, (20), 21. Alexanderson will auf diese Weise erreichen, daß mit geringerer Energie eine gerichtete Strahlung erzielt

wird. Die Einzelantennen können auch die Gestalt von Schirmantennen erhalten, und in die Zuführungsdrähte 1 können ferner auch Induktanzen zwischen den Anschlußpunkten für die Einzelantennen einge-

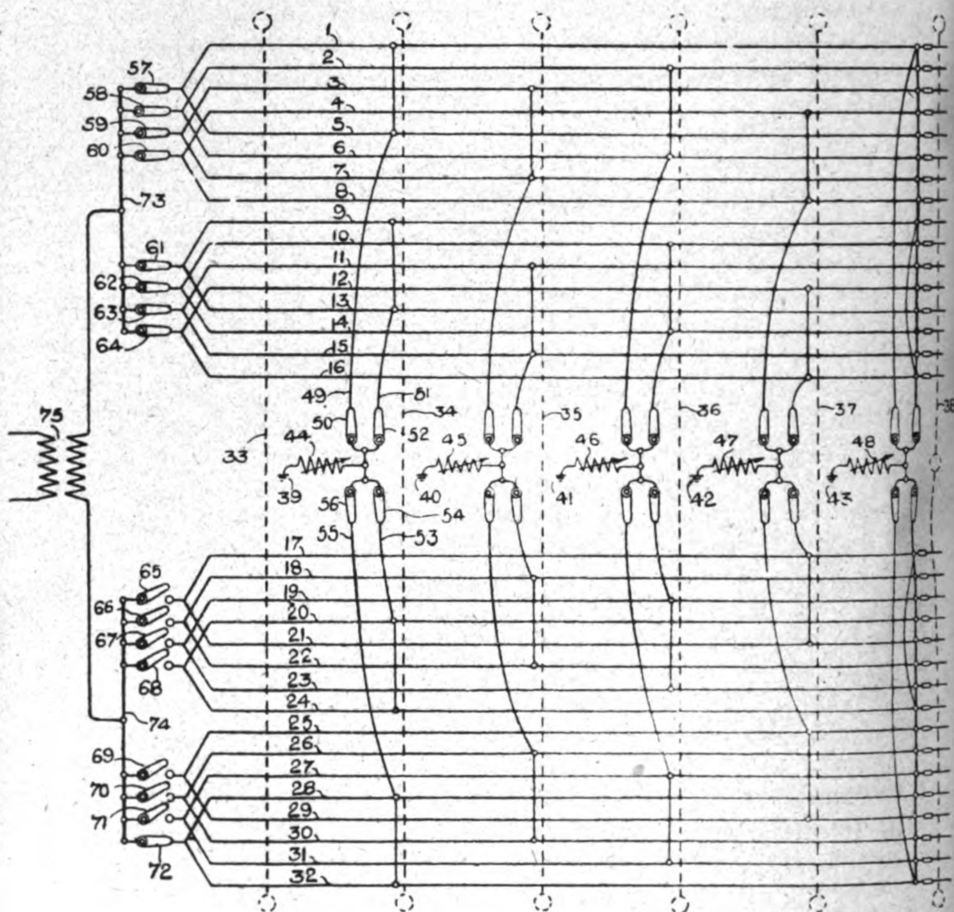


Fig. 16.

schaltet werden, um die Phasenverschiebungen in den verschiedenen Einzelantennen einstellen zu können.

Die Anordnung kann auch nach Fig. 14 derart abgeändert werden, daß im Erdboden unterhalb der Antennenanordnung eingegrabene Leiter verlegt werden, denen mit Hilfe der aus Fig. 14 er-

sichtlichen Ausgleichsspulen 11, 12, 13, 14 die Hochfrequenzenergie zugeführt wird. Auf diese Weise wird eine gleichmäßige Verteilung der Ströme erzielt. Eine weitere Abänderung zeigt Fig. 15, wo die Einzelantennen an Gegengewichte 15 angeschlossen sind, während die Mitten der Abstimmelemente 17 bei 16 geerdet sind. Die zugeführte Hochfrequenzenergie kann auch durch einen Lichtbogengenerator erzeugt werden.

Die British Thomson-Houston Company Ltd. in London gibt in der britischen Patentschrift 152422 eine Antennenanordnung bekannt, bei der es mittels eines eigenartigen Systems von Schaltern ermöglicht ist, die einzelnen Leiter je nach Belieben in einen geschlossenen Stromkreis einschalten zu können, um ihnen dann Starkstromenergie zuzuführen und sie so zu erwärmen und Eis und Reifbildungen abtauen zu können. Fig. 16 zeigt diese Anordnung. Mit 1 bis 32 sind die horizontalen Drähte der Antenne bezeichnet, die in der üblichen Weise durch Spanndrähte 33—38 gehalten werden. 39—43 sind Erdverbindungen mit Abstimmspulen 44—48 und 49 bis 56 sind Schalter und Leitungsverbindungen nach den einzelnen Drähten des Antennensystems. 57—72 sind ebenfalls Schalter und 73, 74 eine Leitungsverbindung zum Anlegen des Transformators 75, der die Energie zum Abschmelzen des Eises liefern soll. Bei der in Fig. 16 dargestellten Stellung der Schalter verläuft z. B. der Heizstrom von der Schiene 74 aus durch die beiden Leiter 28 und 32 in Parallelschaltung und kehrt durch die Leiter 1 bis 16 in Parallelschaltung nach der anderen Schiene 73 zurück, so daß die Drähte 28 und 32 erwärmt werden und abtauen. Ist dies geschehen, so kann der Schalter 72 geöffnet und z. B. der Schalter 71 geschlossen werden, um dann die Drähte 27 und 31 zu erwärmen und abtauen zu können. Die Mittel zur Zuführung der Hochfrequenzenergie zu den horizontalen Antennendrähten zur Benutzung derselben zum Ausstrahlen der Senderwellen sind in Fig. 16 weggelassen.

Literaturverzeichnis.

Abraham, Henry et **René Planiol,** Journ. télégr. **45**, 6, S. 107, 1921. C. R. **172**, 19, S. 1170, 1921. Sur l'emploi du télégraphe Baudot en télégraphie sans fil.

Adam, Michel, Rad. Él. 1, 12, S. 637, 1921. Quelques nouveaux procédés de bobinage.

Alexanderson, E. F. W., Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 2, S. 83, 1921. Telegr.

and Teleph. Age **39**, S. 2, 1921. Electrician **85**, S. 657, 1920. Engineer **121**, S. 331, 1921. Central Stations for Radio Communication.

Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. 9, S 593, 1920. The Development of Radio Traffic in Germany.

Archiv für Post u. Telegr., Nr. 4, S. 176, 1921. Funktelegraphie auf englischen Schiffen.

Atkinson, L. B., Journ. Inst. El. Eng. **59**, S. 1, 1920. Ref. Electrician **85**, S. 616, 1920. Electrical Science and Industry.

Bernard, Marcel, Rad. Él. **1**, 12, S. 579; 13, S. 613, 1921. Les étapes de la radiotélégraphie dans l'aviation.

Béthenod, J., ebenda, S. 187, 1920. On the Self-excitation of Alternators by means of a Capacity.

— ebenda, S. 292, 341, 1920. An Investigation of the Electrical and Radio Methods of Repeating Signal Indications on Locomotives.

— ebenda 13, S. 629, 1921. Sur le dimensionnement des filtres ou bouchons usités en radiotechnique.

van der Bijl, H. J., Popular Science Monthly **96**, April—Juni 1920. Electron Relays as Amplifiers and Oscillators.

Boucheron, P. H., Wireless Age **8**, S. 15, Febr. 1921. El. World **77**, S. 498, 1921. Two New Vacuum Tubes.

de Bouillane, Rad. Él. **1**, 12, S. 574; 13, S. 623, 1921. La marine de commerce et la Télégraphie sans fil. (Suite et fin.)

Bouthillon, L., ebenda, S. 286, 1920; S. 448, 533, 1921. On the Charging of Condensers by an Alternating E. M. F., and their Discharge through a Spark Gap. An Investigation of the Conditions for the Production of a Musical Note.

Bremer, F., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. **34**, 3 S. 126, 1921. Drei Versuche über oszillatorische Entladungen.

Brenot, P., Rad. Él. **1**, S. 154, 211, 1920. International Radio Legislation.

Brossier, M., Rad. Él. **1**, S. 175, 225, 1920. Les générateurs d'oscillations entretenues. (Suite et fin.)

Bullard, W. H. G., Journ. Frankl. Inst. **190**, S. 903, 1920. The Application of Radio to Navigation Problems.

Case, T. W., Phys. Rev. **15**, S. 289, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 587, 1920. The Thalofide Cell, a New Photoelectric Substance.

— El. World **76**, S. 1033, 1920. Thalofide Photoelectric Cell.

Colpitts, E. H. and **O. B. Blackwell,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, 6, S. 517, 1921. Carrier Current Telephony and Telegraphy. (Concluded.)

Corver, J., Radio Nieuws **3**, S. 267, 1920. High Frequency Wire Telephony.

Crawley, C. G., Telegr. and Teleph. Journ. 7, S. 92, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 5, S. 266, 1921. Wireless Communication.

— Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 128, 1921. Wireless Waves.

Dellinger, J. H., Rad. Am. News 1, S. 400, 1920. The Radio Compass.

— El. World 77, 3 S. 142, S. 1921. Ref. Sc. Amer. Monthly **3**, S. 157, 1921. Long Distance Radio Telephony now Practical.

Doumerque, Franz J., Ztschr. f. Fernmeldetechn. **2**, 6, S. 109, 1921. Stromerzeugung und Wandlung. Aus der amerikanischen Fernmelde-Literatur.

Dunham, L. M., Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 7, 1921. Wireless as a Hobby.

El. Rev. 87, S. 80, 1920. Australian Wireless Restrictions.
— ebenda S. 274. Wireless Telegraphy in Colombia.
El. World 77, S. 60, 1921. Wireless Telephony as Police Aid.
Electrician 85, S. 648, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23B, S. 101, 1921. The Arc Generator as an Engineering Mechanism.
— ebenda 86, S. 94, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 267, 1921. Radiotelegraphy and Telephony in 1920 and 1921.
— ebenda S. 242. International Radiotelelgraphy.
Electricité pour Tous 3, S. 75, 107, 1921. Electronic Vacuum Tubes.
Engineer 131, S. 18, 1921. Electric Engineering in 1920.
Ever. Eng. Mag. 9, S. 356, 1920. The Bureau of Standards Radio Classification.
— ebenda 10, S. 66, 1920. Standardising Radio Nomenclature.
Fave, L., C. R. 172, S. 252, 1921. Marine and Aerial Navigation.
Ferrié, G., R. Jouaust, R. Mesny and **A. Perot,** C. R., 172, 1, S. 54, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 271, 1921. Études de radiogoniometrie.
de Forest, L., Journ. Frankl. Inst. 190, S. 1, 1920. Ref. Bull. Soc. Belge des Él. 34, S. 243, 1920. Sc. Abstr. 23B, S. 496, 1920. Rad. News 2, S. 208, 280, 358, 386, 388, 1920. The Audion: Its Action and some Recent Applications.
Fuller, L. F., Wireless Age 8, S. 20, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 268, 1921. Duplex Operation by two Arcs.
Gehne, Paul, Natur 12, 14, S. 159; 15, S. 176, 1921. Die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie.
Gen. El. Rev. 23, S. 793, 1920. The Development and Commercial Application of Radio Communication.
Geyger, W., Phys. Ztschr. 22, 12, S. 360, 1921. Ein Verfahren zur experimentellen Aufnahme und Darstellung elektrischer Stromkurven in Polarkoordinaten.
Goldsmith, A. N., Telegr. and Teleph. Age 39, S. 10, 1921. Transocean Telephony.
Gradenwitz, A., Radio News 2, S. 135, 1920. Wired Wireless Experiments in Germany.
Guierre, Maurice, Rad. Él. 1, 12, S. 567, 1921. La mission radiotélégraphique de l'Aldebaran. (Suite.)
Hallborg, H. E., Wireless Age 8, S. 19, Febr. 1921. Self-cooled Quenched Gap.
Harrison, T. C., Practical Engineer 63, S. 118, 1921. Some Notes on Wireless Telegraphy.
Jones, E. T., Exp. Science 1, S. 7, 1920. Convoying Ships by Radio.
— Wireless Age 8, S. 30, Oct. 1920. Torpedo controlled by Aeroplane.
Kean, J. W., Radio News 2, S. 134, 1920. Wired Wireless Experiments in the United States.
Keinath, Georg, Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 6, S. 5, 1921. Resonanz-Instrumente für elektrische Messungen.
King, H. W., Phys. Rev. 15, S. 256, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23A, S. 432, 1920. Calculation of the Constants of the Three-electrode Thermionic Vacuum Tube.

Kollatz, C. W., Ztschr. für Feinmech. **29**, 6, S. 41, 1921. Das Zeitzeichen-Sendegerät der Großfunkstelle Nauen.
Koomans, N., Tijdschrift van het Nederlandsch Radiogenootschap 1, 3, S. 95, 1921. Hoogfrequentie-telephonie, draadlos en langs geleidingen, volgens de octrooien van de Bell Telephone M ij.
Langmuir, J., Gen. El. Rev. **23**, S. 503, 589, 1920. Ref. El. World **76**, S. 249, 537, 1920. Techn. Rev. **7**, S. 221, 1920. Sc. Abstr. 23A, S. 585, 1920. Elettrotecnica **8**, S. 15, 1921. Rad. Rev. **2**, 5, S. 270, 1921. Fundamental Phenomena in Electron Tubes having Tungsten Cathodes.
Latour, M., Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. **10**, S. 32, 1921. The Production of High-frequency Currents by Dynamoelectric Machinery.
Model Engineer 43, S. 406, 473, 1920. Notes on the Three-electrode Valve.
Nature, La, 48, (2), Suppl. S. 183, 1920. The Programmes of Press Transmission.
Newman, H. F., Proc. Phys. Soc. London **33**, S. 73, 1921. Absorption of Gases in the Electric Discharge Tube.
Pernot, F. E., Journ. Frankl. Inst. **190**, S. 323, 1920. El. World **76**, S. 792, 1920. The Use of Alternating Currents for Submarine Cable Transmission.
Perrin, F., Rad. Él. 1, S. 503, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 268, 1921. On Radio Stations with Synchronous Rotary Sparks Gaps.
Rad. Él. 1, S. 33, 1920. Marine Direction Finding.
— ebenda S. 38. The European Direction Finding Stations.
— ebenda S. 52, 102, 165. French Radio Legislation.
— ebenda S. 108, 168. An International Postal, Telegraphic and Radiotelegraphic Conference.
— ebenda S. 216. Wireless Telegraphy and Aerial Navigation.
— ebenda S. 256. The Determination of a Ship's Position by means of Wireless Telegraphy combined with Submarine Sound Signals.
— ebenda S. 267. British Radio Legislation.
— ebenda S. 298. The Reception and Transmission of Meteorological Bulletins for Ships.
— ebenda S. 310. The Reception of Time Signals and Meteorological Telegrams in France.
— ebenda S. 362. Journ. télégr. **44**, S. 127, 1920. Japanese Regulations concerning the Transmission of Public Correspondence by Private Telegraph Stations or by Private Radio Stations.
— ebenda S. 421, 1921. The Nantes Radio Station.
— ebenda 12, S. 587. La capacité des antennes à sommet plat.
Russell, Alexander, Proc. Roy. Soc. **97**, A 683, S. 160, 1920. The Capacity Coefficients of Spherical Conductors.
Schäffer, Walter, Tijdschrift van het Neterlandsch Radiogenootschap 1, 2, S. 33, 1921. Radio-Telefonie met Triode-zenders.
Schereschewsky, P., Nature (La) **49**, (1), S. 12, 1921. Wireless and Meteorology.
Schwaiger, A., Helios 27, 25, S. 293, 1921. Über elektrische Isoliermaterialien.
Science 53, 1368, S. 253, 1921. The International Union of Radio Telegraphy.
Sc. Amer. 123, S. 331, 1920. Seventy-five Years of Applied Electricity.
— ebenda S. 402. Radio Control for Aeroplanes. .
— ebenda S. 442. Radio Control for Naval Units.
— ebenda S. 544. Telephoning over High-tension Lines.

Scott-Taggart, J., Journ. Inst. El. Eng. 58, S. 893, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 270, 1921. The Use of Vacuum Tubes for Wireless Transmission and Reception of Continuous Waves.

Smith, J. O., Wireless Age 8, S. 11, Febr. 1921. Amateur Spark and C. W. Transmission.

Smith-Rose, R. L., Journ. télégr. 45, 5, S. 81, 1921. L'évolution de la valve thermionique. (Suite et fin.)

Stein, A., Gen. El. Rev. 24, S. 187, 1921. Marine Uses of Radio.

Stone, E. W., Proc. U. S. Nav. Inst. 46, S. 1049, 1920. Techn. Rev. 7, S. 357, 1920. The Poulsen Arc

Techn. Rev. 7, S. 755, 1920. Wireless Time Signals.

— ebenda 8, S. 190, 1921. Wireless Transmission applied to Telegraphy and Telephony by Wire.

Telegr. and Teleph. Age 38, S. 592, 1920. International Communications Conference.

— ebenda 39, S. 54, 1921. Wireless Age 8, S. 13, Febr. 1921. Origin and Development of Radio Service in America.

— ebenda S. 67. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 267, 1921. New Type of Radio Transmitter.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 5, S. 63, 1921. (Ref. über Electrician 85, S. 133, 1920.) Ein Sender für drahtlose Telegraphie in Wasserflugzeugen.

— ebenda 6, S. 79. (Ref. über Rev. Gén. de l'Él. 8, S. 318, 1920.) Rechentafel zur Berechnung der Selbstinduktion von elektrischen Leitungen.

Thurn, Archiv f. Post u. Telegr. Nr. 7, S. 253, 1921. Die Großfunkstelle Nauen.

Ting, S. L., Proc. Roy. Soc. 98 A, S. 374, 1921. Ref. Chem. News 120, S. 272, 1920. Nature 105, S. 441, 1920. Rad. Rev. 2, 5, S. 270, 1921. Experiments on Electron Emission from Hot Bodies.

Trautwein, F., Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 6, S. 69, 1921. Die Elektronenröhre in der elektrischen Meßtechnik. II.

Vincent, J. H., Proc. Roy. Soc. 97, A 683, S. 191, 1920. Further Experiments on the Variation of Wavelength of the Oscillations Generated by an Jonic Valve due to Changes in Filament Current.

de Voogt, A. H., Tijdschrift van het Nederlandsch Radiogenootschap 1, 3, S. 74, 1921. Het Radio-Peilen.

Wilson, C. T. R., Proc. Cambr. Phil. Soc. 19, S. 345, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 660, 1920. On a Micro-voltameter.

Winters, S. R., Wireless Age 8, S. 12, Jan. 1921. Radio-Stations to Improve Air Mail Service.

Zickner, G., Die Technische Messe 4, 15, S. 159, 1921. Die neue radiotelegraphische Großanlage bei Paris.

Bücherbesprechungen.

Erich Niemann, Funkentelegraphie für Flugzeuge. Band IX des Handbuchs der Flugzeugkunde, 401 Seiten mit 343 Abbildungen, Verlag Richard Carl Schmidt, Berlin W. 62, 1921.

Das Buch stellt eine Materialsammlung des früheren Kommandeurs der Flieger-Funker-Versuchsabteilung der Flugzeugmeisterei dar und hat

als solches seinen Wert. Die Arbeiten der Marineflieger sind nicht berücksichtigt. Im einzelnen ist es nicht frei von technischen Fehlern und hat für wissenschaftlich interessierte Kreise nur beschränktes Interesse.

Faßbender.

Kurze Mitteilungen.

(Mitteilungen aus dem Leserkreis erbeten.)

Wie bereits mitgeteilt, fand vom 18. bis 24. September d. J. in Jena eine deutsche Physikertagung statt. Es wurden dort eine größere Reihe von Vorträgen aus dem Hochfrequenzgebiet gehalten. Nachfolgend seien Name des Vortragenden und Thema der einzelnen Vorträge erwähnt.

G. Leithäuser, Das Mehrfachtelegraphieren und Mehrfachfernsprechen auf Leitungen mit hochfrequenten Strömen.

Trautwein, Neuere Meßmethoden für hochfrequente Wechselströme mittels Kathodenröhren.

Hahn, Die technischen Einrichtungen des Reichsfunknetzes.

Rogowski, Der Röhrensender bei beliebiger Mischung primärer und sekundärer Gitterkopplung.

Alberti, Kurvenform und Phase der Schwingungen in Röhrensendern (nach gemeinsam mit Herrn Zickner angestellten Versuchen).

F. Harms, Die Theorie gekoppelter Systeme mit Selbsterregung.

H. G. Möller, Das Problem der Störbefreiung.

K. W. Wagner, Elektrische Kettenleiter und ihre technischen Anwendungen.

Rottgardt, Das Johnsen-Rahbecksche elektrostatische Relais und seine Anwendung.

Kühn, Über drahtlose Telephonie.

Gerdien, Über einen akustischen Schwinger.

W. Hahnemann, Schwingungstechnische Probleme.

Über die einzelnen Vorträge wird später berichtet werden.

Persönliches. Die Dozenten für Elektrotechnik an der Techn. Hochschule Danzig, Prof. Dr. Grix nnd Prof. Dipl.-Ing. Roth sind zu a. o. Professoren ernannt worden.

Dem Privatdozent Dr. H. G. Möller in Hamburg wurde die Dienststellung eines nicht beamteten a. o. Professors verliehen.

Jahrbuch
Zeitschrift für
drahtlose Telegraphie und Telephonie
sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. Oktober 1921. Heft 4.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Über die Beziehungen zwischen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und den Vorgängen in der Atmosphäre.

Von **S. Wiedenhoff.**

(Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)

Die Beziehungen, die zwischen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und den Vorgängen in der Atmosphäre bestehen, sind in letzter Zeit verschiedentlich, in einigen Arbeiten zum Teil recht eingehend[1]) behandelt worden. Dabei kommen jedoch fast alle Verfasser zu dem Schluß, daß das geringe Beobachtungsmaterial, das bisher gesammelt worden ist, bei weitem nicht ausreicht, um alle Vorgänge zu erklären, und geben daher Anregung zu neuen Beobachtungen.

Vom Telegraphentechnischen Reichsamt in Berlin ist aus diesen Erwägungen heraus die Versuchsfunkstelle in Strelitz (Alt) in Mecklenburg eigens damit beauftragt worden, solche Beobachtungen regelmäßig anzustellen. Von einem Teil der Beobachtungen liegt nunmehr das Ergebnis eines Jahres vor, so daß Veranlassung gegeben ist, darüber ausführlicher zu berichten.

I. Die atmosphärischen Störungen.

Wie schon die einschlägige Literatur erkennen läßt, sind die Beziehungen, die zwischen den Vorgängen in der Atmosphäre und der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen bestehen, von zweierlei Art. Erstens findet eine Beeinflussung der auf künstlichem Wege erzeugten Wellen durch atmosphärische Vorgänge statt, zweitens werden durch die atmosphärischen Vorgänge selbst elektromagnetische Wellen erzeugt. Beides zeigt sich in der Praxis darin, daß beim Empfang funkentelegraphischer Zeichen Störungen auftreten, die sich einerseits in einem ständigen Schwanken der Empfangsintensität kundtun, ander-

1) Zusammenfassende Literaturnachweise hierüber befinden sich bei:

Ludewig, „Der Einfluß geophysikalischer und meteorologischer Faktoren auf die drahtlose Telegraphie", Jahrb. f. drahtl. Telegr. **12**, S. 122, 1917.

Herath: „Meteorologie und Wellentelegraphie". Beitr. z. Phys. d. freien Atm. **9**, S. 12, 1920.

Schindelhauer, „Über den Einfluß der Schichtung der Atmosphäre auf die Ausbreitung der Wellen der drahtlosen Telegraphie". Meteorol. Zeitschr. 1920, S. 177.

Außerdem im Jahrb. f. drahtl. Telegr. **12**, S. 153, 1918.

seits darin äußern, daß sie die ankommenden Zeichen mehr oder weniger unkenntlich machen. Von letzterem soll hier zunächst gesprochen werden.

Bei jedem drahtlosen Empfänger sind im Hörtelephon fast ständig außer den zu empfangenden Zeichen Geräusche wahrzunehmen, die in einem Knacken bzw. Brodeln der Telephonmembran bestehen, und deren Intensität so stark sein kann, daß sie jeden Empfang unmöglich machen. Es sind dies die sogenannten „Empfangs- oder Luftstörungen“, auch „atmosphärische Störungen“ genannt.

Der aperiodische und periodische Gang der Störungszahlen.

Diese Störungen sind in Strelitz seit November 1919 regelmäßig mehrmals am Tage beobachtet worden. — Bei der Beobachtung wird wie folgt verfahren: Die beiden Arten von Störungsgeräuschen, das Knacken oder auch Knackern der Telephonmembran und das Brodeln, das sich ähnlich dem Geräusch beim Auffallen von Regentropfen auf eine Metallplatte anhört, werden jede für sich getrennt beobachtet. In eine Tabelle wird dann von den Knackern die Anzahl eingetragen, die während der Beobachtungszeit in 5 Minuten festgestellt wird (Störungszahl). Das Brodeln wird gleichzeitig damit seiner Stärke nach geschätzt und zahlenmäßig durch Hinzufügen von Exponenten zu den Störungszahlen ausgedrückt, wobei der Exponent 0 starkes, 2 kein und 1 schwaches Brodeln bedeutet.

Das Beobachtungsergebnis ist folgendes:

Wir müssen bei der Betrachtung der Störungszahlen, die zugehörigen Exponenten unberücksichtigt gelassen, zwischen einer periodischen und aperiodischen Schwankung unterscheiden. Die aperiodische Schwankung ist gegeben durch die verschiedene mittlere Höhe der Störungszahlen von Tag zu Tag. Sie ist im Mittel in den einzelnen Monaten des Jahres 1920, wie Tabelle I zeigt, recht verschieden, am stärksten in den Sommermonaten Juni—September, sowie im Dezember, am geringsten im Februar. — Hinsichtlich der periodischen Schwankung ist nach Tabelle II eine tägliche und jährliche Periode erkennbar. Bei der täglichen Periode liegt in den einzelnen Monaten fast überall ein Maximum des Ganges gegen Abend (6 nachm.), ein Minimum vielfach gegen Morgen (9 vorm.). Es ist dies gleichzeitig auch, wie die Tabelle zeigt, der mittlere tägliche Gang des Jahres 1920. — Beim jährlichen Gang (siehe Darstellung) liegt das Hauptmaximum im Sommer (August), das Hauptminimum im Winter (Februar). Ein

Tabelle I.

Mittlere aperiodische Schwankung der Störungszahlen (in 5 Minuten) und verschiedener luftelektrischer Elemente in den einzelnen Monaten nach Beobachtungen an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt.

Jahr	Monat	Störungszahl Anzahl in 5 Minuten	Potentialgefälle Volt/m	Ausgleichstrom $\times 10^{-4}$ mA.	Ionenzahl Anzahl in ccm +	Ionenzahl Anzahl in ccm −
1920	Januar . . .	5,0	45	25,3		
	Februar. . .	1,0	80	9,2		
	März	1,4	20	9,7		
	April	4,3	26	6,0		
	Mai	4,8	10	3,2		
	Juni.	6,7	25	3,7		
	Juli	8,2	5	6,9		
	August . . .	10,2	9	19,3	333	304
	September .	10,3	10	14,7	165	287
	Oktober. . .	5,0	5	9,7	185	128
	November .	4,2	8	12,0	142	129
	Dezember .	8,6	7	20,7	161	148

Tabelle II.

Mittlere Anzahl der Störungszahlen (in 5 Minuten) an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt nach Monaten und Beobachtungszeiten.

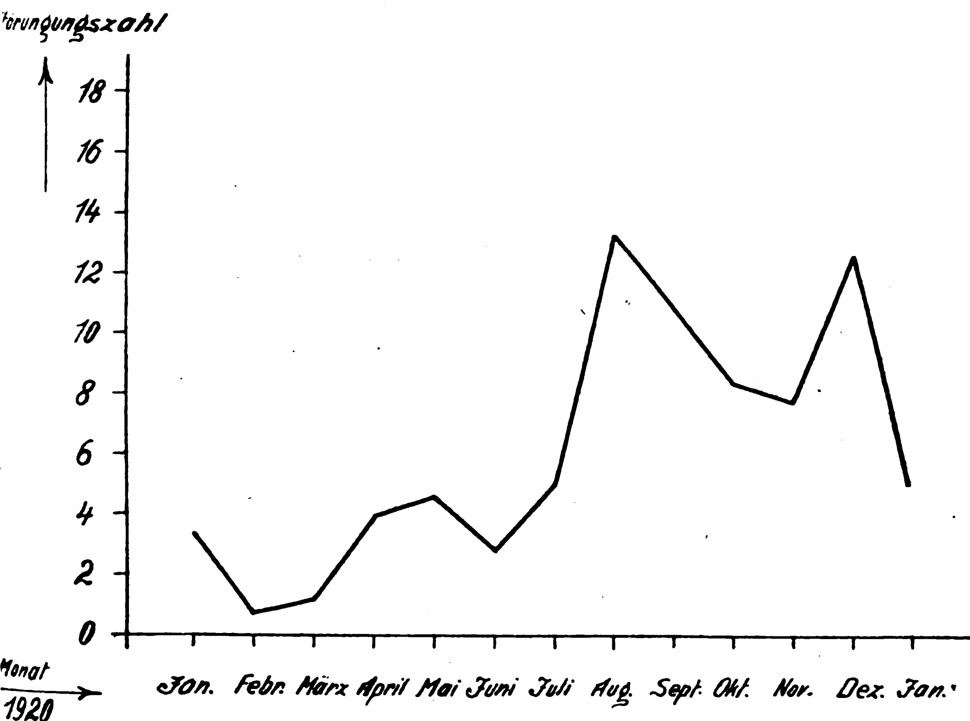
Jahr	Monat	9 vorm.	12 mittags	3 nachm.	6 nachm.	Mittel
1919	November .	1,2			2,4	1,8
	Dezember. .	9,2		2,1	7,1	5,8
1920	Januar . . .	$4,4^{1}$		$2,0^{0}$	$3,6^{0}$	$3,3^{0}$
	Februar. . .	$0,9^{1}$		$0,6^{0}$	$0,6^{0}$	$0,7^{0}$ [1]
	März	$0,6^{1}$		$1,1^{0}$	$1,8^{0}$	$1,2^{0}$
	April	$0,9^{1}$		$5,7^{1}$	$5,3^{0}$	$4,0^{1}$
	Mai	1.7^{1}		$4,2^{1}$	$7,5^{0}$	$4,5^{1}$
	Juni.	$0,8^{1}$		$5,5^{1}$	$2,1^{1}$	$2,8^{1}$
	Juli	$1,9^{1}$		$4,4^{1}$	$9,3^{1}$	$5,2^{1}$
	August . . .	$4,2^{1}$		$16,4^{1}$	$19,2^{1}$	$13,3^{1}$
	September .	$2,7^{1}$		$13,3^{1}$	$16,8^{1}$	$10,9^{1}$
	Oktober. . .	$3,3^{1}$		$1,6^{1}$	$20,2^{0}$	$8,4^{1}$
	November .	$2,7^{1}$	$3,2^{1}$	$5,0^{1}$	$20,3^{1}$	$7,8^{1}$
	Dezember. .	$10,0^{1}$	$8,9^{1}$	$10,5^{1}$	$20,0^{1}$	$12,4^{1}$
	Jahr.	3.2^{1}	—	$4,7^{1}$	$10,4^{1}$	$6,1^{1}$
1921	Januar . . .	$3,7^{1}$	$2,0^{1}$	$2,4^{1}$	$9,1^{1}$	$4,3^{1}$
	Februar. . .	$0,8^{1}$	$3,7^{1}$	$2,2^{1}$	$6,6^{1}$	$3,3^{1}$
	März	$1,2^{2}$	$0,2^{2}$	$5,2^{2}$	$5,6^{1}$	$3,1^{1}$

zweites Maximum tritt während des Beobachtungsjahres im Dezember auf, ebenso ein sekundäres Minimum im Juni.

1) Dient zur Begleichung des Minimums.

Beziehungen zwischen der Höhe der Störungszahlen und gleichzeitigen atmosphärischen Vorgängen.

Gleichzeitig mit der Beobachtung der Störungszahlen werden in Strelitz täglich regelmäßig auch eine ganze Reihe von meteorologischen Elementen beobachtet, wie Luftdruck, Temperatur, Feuchtigkeit, Wind und Bewölkung; desgleichen von den luftelektrischen Elementen das



Darstellung des jährlichen Ganges der Störungszahlen.

Potentialgefälle, die Ionenzahl, die Staubzahl, sowie der zwischen Antenne und Erde fließende Ausgleichstrom, auch oft mit Vertikalstrom bezeichnet.

Über einen großen Teil der atmosphärischen Vorgänge während des Auftretens der Störungen erhalten wir auf diese Weise Aufschluß. In Gegenüberstellung mit den Beobachtungsergebnissen der Störungszahlen können alsdann folgende Zusammenhänge festgestellt werden:

Die mittlere aperiodische Schwankung der Störungszahlen in den

einzelnen Monaten ist in Tabelle I verglichen mit der mittleren aperiodischen Schwankung verschiedener der in Strelitz beobachteten luftelektrischen Elemente. Danach fällt die stärkste Schwankung der Störungszahlen im August und September mit verhältnismäßig niedrigen Schwankungen des Potentialgefälles, aber höheren des Ausgleichstromes und der Ionenzahl zusammen. Dagegen ist bei dem Minimum der Schwankung der Störungszahlen im Februar zumeist das Gegenteil festzustellen.

Weitere Zusammenhänge, auch bezüglich einiger der in Strelitz beobachteten meteorologischen Elemente mit der aperiodischen Schwankung der Störungszahlen sind aus Tabelle III ersichtlich. Die Zahlenwerte dieser Tabelle sind durch Auszählung aus dem Strelitzer Beobachtungsmaterial erhalten, wobei die mit der subjektiven Beobachtungsweise verbundene Unsicherheit in den Angaben der Eintrittszeiten gewisser Zustände der Elemente nach Möglichkeit berücksichtigt wurde.

Tabelle III.

Häufigkeit des Auftretens der Störungszahlen bei verschiedenen Elementen nach Beobachtungen an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt.

Element	Charakter (Tendenz)	Anzahl der Fälle mit gleichzeitigen Störungszahlen in 5 Minuten bzw. Tendenz: 0	1—5	6—30	> 30	steig.	fallend	Beobachtungszeit
Bewölkung	Nebel (nicht nässend)	37	7	10	5	—	—	1. 12. 1919 bis 28. 2. 1921
		44		15		—	—	
	Aufklaren	8		20		—	—	
Niederschl.	Eintritt	9		21		—	—	
Potentialgefälle	sinkend	—	—	—	—	26	11	1. 12. 1919 bis 31. 1. 1921
Ausgleichstrom	zunehmend	—	—	—	—	7	20	
Staubzahl	abnehmend	—	—	—	—	25	15	1. 6. 1920 bis 31. 1. 1921

Nach der Tabelle sind wenig oder meistens gar keine Störungen in der Mehrzahl aller Fälle vorhanden bei nicht nässendem Nebel, dagegen nehmen die Störungen sogleich zu, sobald Aufklaren eintritt. Der Eintritt von Niederschlägen bringt, wie wir weiter sehen, größere Störungen mit sich, desgleichen sinkendes Potentialgefälle, sowie abnehmende Staubzahl, dagegen hat zunehmender Ausgleichstrom fallende Störungszahlen zumeist zur Folge.

Es ist dies ein Ergebnis, das durch Beobachtungen, die von

anderer Seite[1]) über Empfangsstörungen bisher gemacht worden sind, im großen und ganzen bestätigt wird.

Um nun auch für die periodischen Schwankungeu ähnliche Vergleiche anstellen zu können, müssen wir schon, da das Strelitzer Beobachtungsmaterial bei der kurzen Beobachtungszeit von nur einem Jahre hierfür noch nicht ausreicht, hinsichtlich der meteorologischen und luftelektrischen Elemente anderes Beobachtungsmaterial zur Hilfe nehmen. — Wir wollen den meisten dieser Elemente einmal den Verlauf zugrunde legen, wie er sich nach Hanns Lehrbuch der Meteorologie auf Grund zahlreicher Beobachtungen an vielen Punkten der Erde im Durchschnitt ergibt. In der Tabelle IV sind alle näheren Angaben darüber enthalten. Den luftelektrischen Beobachtungen liegen, wie daraus zu ersehen ist, zum Teil auch andere Quellen zugrunde, beim Potentialgefälle beispielsweise auch die in Potsdam in den Jahren 1904—1908 beobachteten Werte.[2])

Zu welchen Vergleichsschlüssen man bei den periodischen Schwankungen zwischen Störungszahlen und den anderen atmosphärischen Vorgängen im einzelnen kommt, ist aus der vergleichenden Übersicht (Tabelle V) ersichtlich.

Nach dieser Tabelle erreichen die Störungszahlen, falls wir täglichen und jährlichen Gang zusammengenommen betrachten, unter anderen ihren größten Wert bei einem Maximum des Dampfdruckes am Boden, oder einem Ansteigen desselben in der Höhe, ebenso bei Zunahme der Leitfähigkeit sowohl am Boden wie in der Höhe und bei Abnahme der Windgeschwindigkeit über dem Boden. Ein Minimum der Störungszahlen tritt ein bei einem Maximum der Leitfähigkeit in mittlerer Höhe, bei Nebel, größter relativer Feuchtigkeit, Minimum der Temperatur, und einem Maximum des Luftdruckes.

Bezüglich des Potentialgefälles zeigt die Tabelle, daß beim täglichen Gang, das Gefälle in 800 m Höhe betrachtet, steigendes Gefälle mit zunehmenden Störungszahlen parallel geht. Dies Ergebnis ist auch bei Beobachtungen, die Mosler und Esau hierüber angestellt

1) Ich nenne hier besonders:
a) J. Erskin-Murray: „Der Ursprung der atmosphärischen Störungen in der Radiotelegraphie". Jahrb. f. drahtl. Telegr. 5, S. 108, 1911.
b) H. Mosler: „Atmosphärische Störungen in der drahtl. Telegr." Elektrot. Ztschr. S. 1134, 1912.
c) A. Esau: „Über den Einfluß der Atmosphäre auf die Dämpfung funkentelegraphischer Sender und Empfänger". Phys. Zeitschr. 12, S. 798, 1911.

2) K. Kähler, „Luftelektrizität", Sammlung Göschen Nr. 649, S. 25.

Bei Vielfachentladungen (zwei oder mehr Entladungen in jeder Halbperiode, Abb. 9) besteht die Beziehung

$$P - S = Q = R$$

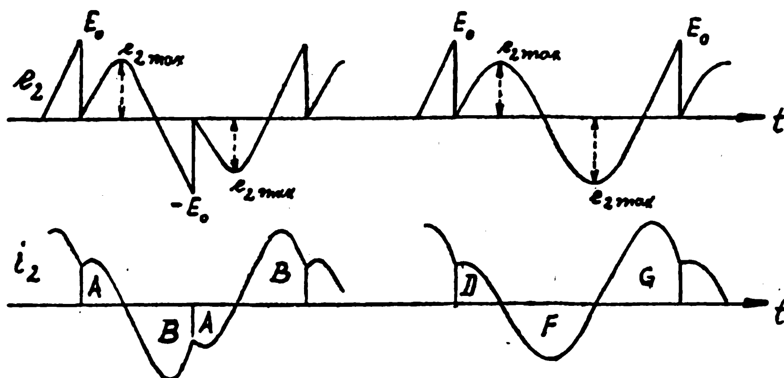


Fig. 8.

wodurch die Zwischenräume aufeinanderfolgender Entladungen bestimmt sind.

Bei einseitigen Entladungen tritt augenscheinlich eine Gleichstromkomponente in i_2 auf, die den Eisenkern des Transformators vermutlich

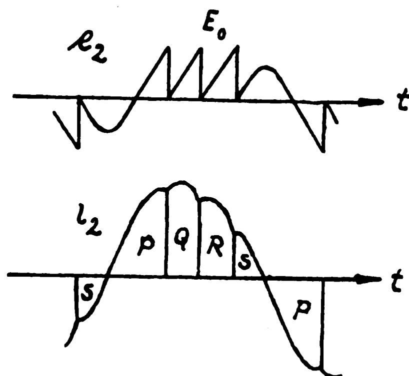


Fig. 9.

einseitig magnetisiert. Durch eine ungleichseitige Spannungswelle wird infolgedessen die Neigung zur einseitigen Entladung jedenfalls vergrößert. Bei den Versuchen Yagis konnte beobachtet werden, daß

die einseitige Entladung mit der äußersten Beharrlichkeit aufrecht erhalten blieb.

Schlußbetrachtungen.

Die vorstehenden Überlegungen gelten nur für zwei besondere Fälle des regelmäßigen Funkenspiels und es ist zu beachten, daß zwischen dem Einzelfunkenbetrieb mit je einer Entladung im Zwischenraum mehrere Perioden und dem Mehrfachfunkenbetrieb mit vielen Funkenübergängen in jeder Halbperiode noch eine unendliche Zahl stetiger Funkenspiele möglich ist; die bisher untersuchten zwei Fälle sind nur die geeignetsten für die Tonerzeugung.

Es gibt Funkenspiele, die den in unseren Betrachtungen Behandelten sehr stark ähneln. So kann z. B. in nahezu jeder Periode oder Halbperiode eine Entladung eintreten, jedoch ist die Funkenperiode dabei ein klein wenig kürzer, als $\frac{\pi}{\omega}$ oder $\frac{2\pi}{\omega}$, so daß nach mehreren Perioden eine besondere Funkenentladung einsetst. Im anderen Fall ist die Funkenperiode ein klein wenig größer als $\frac{\pi}{\omega}$ bzw. $\frac{2\pi}{\omega}$ und es setzt infolgedessen nach mehreren Perioden die Entladung regelmäßig einmal aus. Dies hängt davon ab, ob die Energiezufuhr ein klein wenig größer oder geringer, als der Energieverlust durch die regelmäßige Entladung des Kondensators bei der Spannung E_0 ist.

Diese Betriebszustände vom wirklich regelmäßigen Funkenspiel zu unterscheiden, ist besonders dann nicht leicht, wenn die Verschiedenheit nur unbeträchtlich ist, obgleich Cutting behauptet, daß er den Ausfall einer Funkenentladung im regelmäßigen Funkenspiel habe hören können.

Yagi führt hierzu einen Versuch an, bei dem die Selbstinduktivität einer der Primärwicklung des Transformators vorgeschalteten Spule fortschreitend von der einen Seite über die Resonanz hinweg nach der anderen Seite geändert wurde, während die Funkenstrecke auf E_0 fest eingestellt blieb; die oszillographische Beobachtung des mit 50 Perioden vor sich gehenden, regelmäßigen Funkenspiels ließ kaum eine Veränderung der Bilder beim Durchgang durch die Resonanz erkennen. — Die Schlußfolgerung, daß bei Resonanz kein regelmäßiges Funkenspiel möglich sei, beruht auf der Annahme eines ideal regelmäßigen Funkenbetriebs bei $\varepsilon^{-a\frac{\pi}{\omega}} = 1$. Zum mindesten erscheint daher die Behauptung voreilig, daß die genaue Resonanz unzweck-

mäßig sei oder sich dabei ein kleinster Wirkungsgrad ergebe. Auch Cuttings Überlegungen stützen sich auf die Voraussetzung des ideal regelmäßigen Vorgangs und es ist eine offene Frage, ob die Leistung wirklich am kleinsten ist, wenn die Vorbedingungen durch die Resonanz bei „praktisch" regelmäßigem Funkenspiel geändert werden.

Eine weitere Frage ist es, ob der nicht wirklich, sondern nur scheinbar regelmäßige Funkenbetrieb weniger reine Töne im Empfänger hervorruft, als der ideal regelmäßige Betrieb außerhalb der Resonanz.

Vom Standpunkt der Tonerzeugung spricht nach den voraufgegangenen Betrachtungen nur ein theoretischer Grund dagegen, der indessen nicht als zwingend angesehen zu werden braucht.

Zusammenfassung.

Nach einem Rückblick über frühere Arbeiten, die im Zusammenhang mit der Übereinanderlagerung der freien Schwingungen bei der regelmäßigen Funkenentladung des Kondensators stehen, entwickelt der Verfasser die mathematische Lösung für einen und zwei Funkenübergänge in jeder Periode. Diese Lösungen werden dann im einzelnen betrachtet, wobei der bisher als untunlich bezeichnete Betrieb des Transformators in der Resonanz besondere Berücksichtigung findet. Auch werden die Bedingungen des regelmäßigen Funkenspiels untersucht. Berichter: Dipl.-Ing. Oskar Naumann.

Radioélectricité 1, 12, S. 587, 1921. Die Kapazität von Antennen mit horizontaler Fläche.

Zur Bestimmung von Antennenkapazitäten hat Austin folgende empirische Formel angegeben:

$$C = \left(4\sqrt{a} + \frac{0{,}885\,a}{h}\right)\left(1 + 0{,}015\,\frac{l}{b}\right)\cdot 10^{-5}\,\mu F$$

(Siehe diese Ztschr. **16**, 2, S. 130, 1920.) Die Formel ist anwendbar auf jede Antennenform mit horizontalem Dach und unabhängig von der Drahtzahl.

Einfacher, aber auch beschränkter in ihrer Anwendung, ist folgende von Eccles angegebene Formel

$$C = c\,l\sqrt{n-1}\ \text{cm}$$

Hierin bedeutet l die Länge der Antenne in cm, n die Drahtzahl und c

die Kapazität der Längeneinheit des einzelnen Antennendrahtes in der gleichen Höhe, dargestellt durch die bekannte Gleichung

$$c = \frac{1}{2 \ln \frac{2h}{r}}$$

(h = Höhe, r = Drahtradius). Da c innerhalb des Gebietes der praktisch vorkommenden Werte des Verhältnisses $\frac{h}{r}$ nur wenig schwankt, so kann man in roher Annäherung $c = 0{,}05$ cm setzen.

Die Ecclessche Formel ist nur anwendbar auf Antennenformen, die aus mehreren horizontalen parallelgespannten Einzeldrähten von nicht zu großem Abstande bestehen. Sie gestattet eine einfache Lösung des Problems, eine L-Antenne von gegebener Kapazität zu konstruieren. Gesucht sei die Länge einer Antenne von 5000 cm Kapazität, Höhe 100 m, Drahtstärke 5 mm. Dann wird $\frac{h}{r} = 4 \cdot 10^4$, daher $c = 0{,}047$, also ergibt sich für

$$n = 5 \qquad l = 530 \text{ m}$$
$$n = 10 \qquad l = 353 \text{ m}$$
$$n = 17 \qquad l = 265 \text{ m}$$

Die Ergebnisse der Berechnung sind von praktisch ausreichender Genauigkeit, solange der Abstand der Einzeldrähte etwa $2\,^0/_0$ der Drahtlänge nicht überschreitet. Eccles gibt für einige, in den Größenverhältnissen sehr verschiedene Antennen die berechneten und die gemessenen Kapazitätswerte an; der maximale Unterschied beträgt etwa $4{,}5\,^0/_0$.

Es ist zu beachten, daß die Formel von Eccles der Zuleitungskapazität nicht Rechnung trägt. Diese muß vielmehr besonders bestimmt werden. Zi.

G. Stead, The Effect of Electron Emission on the Temperature of the Filament and Anode of a Thermionic Valve. (Electrician **86**, 25, S. 755, 1921.)

Die Temperatur des Glühfadens in einer Elektronenröhre ist, solange keine Emission vorhanden ist, durch den Heizstrom bestimmt. Fließt ein Emissionsstrom, so treten zwei Einflüsse auf, die die Fadentemperatur verändern. 1. Es ist Energie erforderlich, um die Elektronen zum Verlassen des Glühdrahtes zu bringen; hieraus ergibt

sich eine Erniedrigung der Fadentemperatur. 2. Der Emissionsstrom selbst beeinflußt die Fadentemperatur. Schließt man z. B. die Hochspannungsbatterie an das negative Fadenende an, so fließt der größere Teil des Emissionsstromes durch dieses Fadenende, und zwar in gleicher Richtung wie der Heizstrom, verstärkt also dessen heizende Wirkung. Durch das positive Ende des Fadens fließt der geringere Teil des Emissionsstromes, nach Maßgabe des größeren Widerstandes dieses Weges, und wirkt der Wärmewirkung des Heizstromes entgegen. Die Temperaturverteilung längs des Fadens ist daher unsymmetrisch, das Temperaturmaximum liegt nicht in der Mitte, sondern näher am negativen Ende des Glühfadens.

Mit Hilfe einer besonderen ad hoc konstruierten Röhre, deren Faden durch einen Schlitz im Anodenblech hindurch sichtbar war, gelang es dem Verf., unter Benutzung des optischen Pyrometers, diese Verhältnisse experimentell zu bestätigen. Der unter 2. genannte Einfluß erweist sich als stärker als der erste und verdeckt ihn, da beide sich entgegenwirken, vollständig.

Die etwa möglichen Fehlerquellen, in erster Linie die Schwärzung der Glaswand durch Zerstäubung des Elektrodenmaterials sowie die Absorption im Glase selbst wurden eliminiert bzw. durch Korrektionen berücksichtigt. Für die Temperaturverteilung längs des Fadens ergeben sich Kurven, aus denen nicht nur das Ansteigen der Fadentemperatur mit wachsendem Emissionsstrom, sondern auch die unsymmetrische Verlagerung des Temperaturmaximums deutlich zu ersehen ist.

Infolge der Temperaturerhöhung beim Anwachsen des Emissionsstromes wächst auch der Widerstand des Heizfadens, wodurch der Heizstrom merklich zurückgeht. Die Widerstandsänderung konnte in der Wheatstoneschen Brücke nachgewiesen werden.

Verf. stellte ferner, ebenfalls mit dem Pyrometer, Beobachtungen über die von der Anodenoberfläche aufgenommene, bzw. ausgestrahlte Energie in Abhängigkeit von der Anodentemperatur an. Die Ergebnisse sind gleichfalls in einer Kurve zusammengestellt. Wie zu erwarten war, ergibt sich ein starkes Anwachsen der Anodentemperatur mit wachsendem Anodenstrom. Zi.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schaltungen für Duplexverkehr (Gegensprechen).

Peter Pendleton Eckersley in London beschreibt in der britischen Patentschrift 135895 einige Anordnungen zum gleichzeitigen Senden und Empfangen drahtloser Nachrichten verschiedener Wellenlänge mit

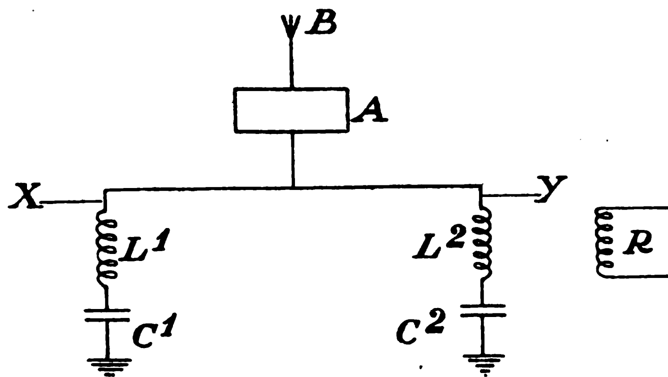


Fig. 1.

derselben Antenne, ohne daß dabei die Gefahr besteht, daß die empfindlichen Teile des Empfängers von der Sendeenergie zerstört oder

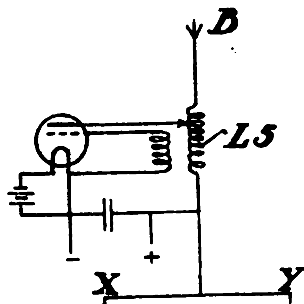


Fig. 1a.

schädlich beeinflußt werden. Sofern der Unterschied in der Wellenlänge der Sender- und der Empfangswellen mehr als 25 % beträgt, genügt zur Erzielung dieser Wirkung nach Angabe von Eckersley die

in Fig. 1 angegebene Schaltung. A ist ein Sender, z. B. ein Röhrengenerator mit Rückkoppelung beliebiger bekannter Art, etwa wie in Fig. 1a beispielsweise angedeutet. Dieser Sender A ist über die beiden Parallelzweige X und Y geerdet, von denen der eine mit der Induktanz L_1 und der Kapazität C_1 (in Hintereinanderschaltung) auf die Wellenlänge des Senders A abgestimmt ist, wobei L_1 und C_1 der Induktanz und Kapazität des Luftleiters möglichst gleichgemacht sein soll. Durch diese Gleichheit wird bewirkt, daß der Verzweigungs-

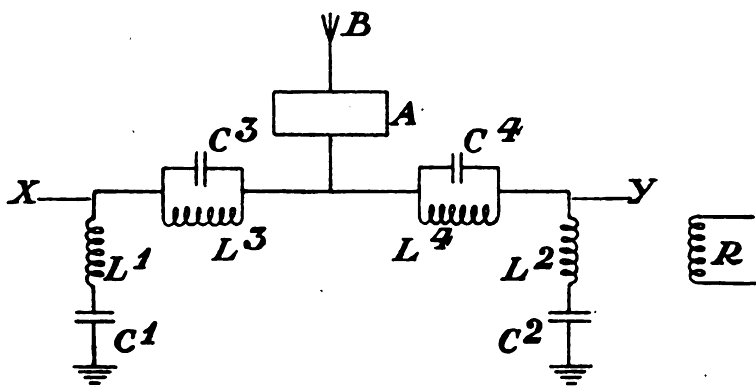


Fig. 2.

punkt der beiden Parallelerdverbindungen X und Y ein Spannungsknoten für die Senderwelle wird. Infolgedessen werden die Senderschwingungen gezwungen, den Weg $C_1 L_1$ zu wählen, und sie lassen dann den Empfänger ungestört. Die Induktanz L_2 und der Kondensator C_2 sind zusammen mit der Induktanz L_5 des Senders auf die Empfangswelle abgestimmt, und die Induktanz L_2 ist in irgendeiner beliebigen Weise mit dem Empfangskreise R gekoppelt. Fig. 2 zeigt eine Schaltung für den Fall, daß die Wellenlängen von Sender und Empfänger um weniger als 25 °/₀ verschieden sind. Hier sind in die Erdleitungen X und Y noch geschlossene Schwingungskreise, sogenannte Stromresonanz- oder Antiresonanzkreise $C_3 L_3$ und $C_4 L_4$, eingeschaltet, und zwar ist der in die Erdverbindung X eingeschaltete Stromresonanzkreis $C_3 L_3$ auf die Empfängerwelle abgestimmt, während der in die andere mit dem Empfänger R gekoppelte Erdleitung Y eingeschaltete Stromresonanzkreis $C_4 L_4$ auf die Senderwellenlänge abgestimmt ist. Beim Senden wirkt dann der Kreis $L_4 C_4$, nachdem er

sich aufgeschaukelt hat, als Drosselkreis für die Senderwellen, auf die er abgestimmt ist, er schützt also den Empfänger, mit dem er hintereinandergeschaltet ist, gegen die Senderwellen. Umgekehrt wirkt beim Eintreffen von Empfangswellen der Kreis $L_3\,C_3$, da er auf die

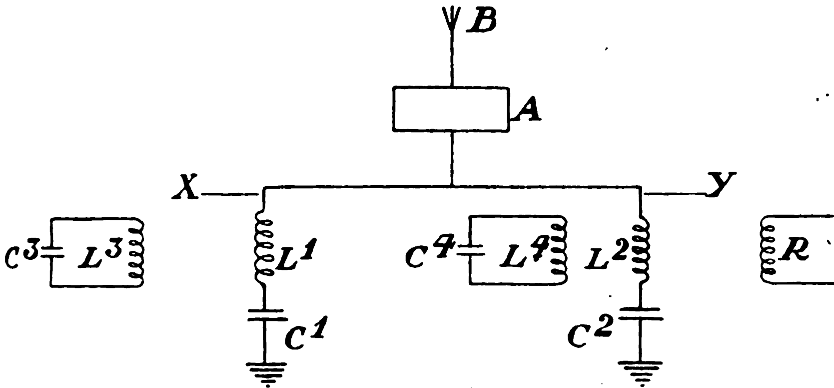


Fig. 3.

Empfangswellen abgestimmt ist, als Drosselkreis und zwingt so die Empfangsenergie, durch den anderen mit dem Empfänger gekoppelten Zweig zu fließen. Die Kreise $C_3\,L_3$ und $C_4\,L_4$ können auch, wie in Fig. 3 angedeutet, induktiv gekoppelt sein.

Empfangsschaltungen, insbesondere solche zur Störungsbefreiung.

Ernest Edward Frankis beschreibt in der britischen Patentschrift 152386 die in Fig. 4 dargestellte Empfangsschaltung, durch die es möglich sein soll, auch dann noch Signale zu empfangen, wenn störende Wellen von einer der Wellenlänge der Empfangsschwingungen ganz nahe benachbarten Wellenlänge den Luftleiter treffen. Der Luftleiter *A* wird zu diesem Zwecke mit zwei parallelen Erdverbindungen versehen; die eine dieser Verbindungen ist mit einem Schwingungskreise *GH* und mit dem Empfänger *F* gekoppelt und enthält zu diesem Zwecke die beiden Koppelungsspulen *D* und *E*. Der Schwingungskreis *HG* enthält einen Ausschalter *I*. Die andere Erdverbindung enthält einen Kondensator *C* und ebenfalls einen Ausschalter *B*. Die Anordnung arbeitet folgendermaßen: Angenommen, es wirken zwei Züge von Wellen von nahezu gleicher Wellenlänge auf den Luftleiter *A* ein, so öffnet man beide Ausschalter und stimmt den Luftleiter in der gewöhnlichen Weise auf die eine dieser Wellenlängen ab. Dann schließt

man beide Schalter und verändert die Kapazitäten der Kondensatoren *H* und *C* so lange, bis die Signale, die man zu empfangen wünscht, klar sind, während die anderen Signale ganz oder nahezu vollständig beseitigt sind. Wenn man dabei die Wellenlänge, auf die der Luftleiterkreis als Ganzes abgestimmt ist, bestimmt, so findet man, daß sie beträchtlich von derjenigen der beiden eintreffenden Wellenzüge abweicht.

Lloyd Espenschied beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1362612 zwei Schaltungen für Empfangsstationen, mit denen Störungen

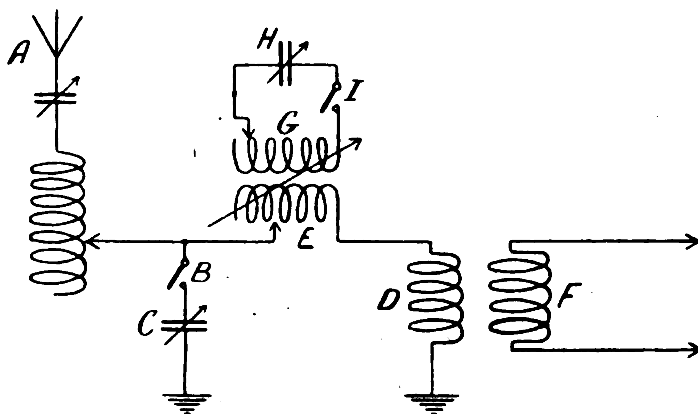


Fig. 4.

atmosphärischer oder statischer Art eliminiert werden können. Er verwendet zu diesem Zwecke einen Hilfsschwingungskreis, der in bezug auf Eigenwellenlänge und Dämpfung der Empfangsantenne möglichst gleich gemacht ist und der mit dem Empfänger in entgegengesetzter Phase wie die Empfangsantenne gekoppelt ist. Hierdurch sollen die von atmosphärischen Störungen in der Empfangsantenne hervorgerufenen Eigenschwingungen dieser Antenne kompensiert werden. Fig. 5 zeigt eine dieser Ausführungen. 1 ist die eigentliche Empfangsantenne, die mittels des Kondensators 2 und der Selbstinduktion 3 auf die Empfangswellen abgestimmt ist. 4 ist der gekoppelte und auf die Empfangsschwingungen abgestimmte Empfangskreis, 5 ein Audiondetektor und 6 der Empfänger, 7 ist eine Hilfsantenne, die vorzugsweise aperiodisch ausgeführt wird. Mittels eines in diese eingeschalteten Ohmschen, nicht induktiven Widerstandes 8 ist eine Verstärker- oder Relaisröhre 9 angeschlossen, mit deren Anodenkreis lose ein

Schwingungskreis 10 gekoppelt ist, der seinerseits wieder mit dem Empfängerkreis 4 gekoppelt ist. Der Schwingungskreis 10 enthält Widerstand, Kapazität und Selbstinduktion, die so bemessen sind, daß der Kreis nicht nur dieselbe Eigenfrequenz, sondern auch den gleichen Dämpfungsfaktor besitzt wie die Empfangsantenne 1. Wenn diese Bedingungen erfüllt sind, sind die Eigenschwingungen, die in dem Kreise 10 durch stoßartig wirkende atmosphärische Störungen mittels der aperiodischen Antenne 7, 8 und des Verstärkers hervorgerufen

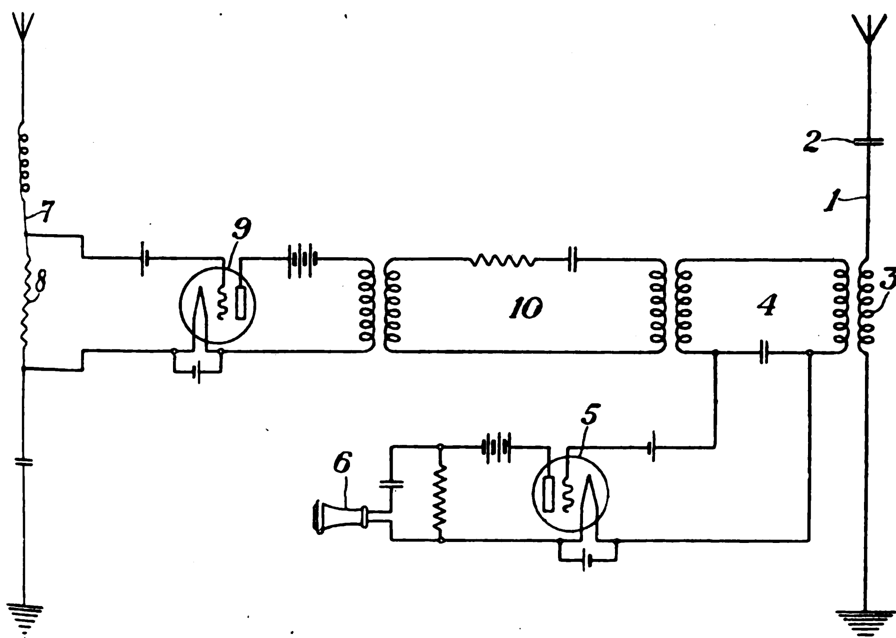


Fig. 5.

werden, denen ähnlich, die unter gleichen Verhältnissen in der Empfangsantenne 1 erzeugt werden. Die Koppelungen der Empfangsantenne 1 und des Hilfskreises 10 mit dem Empfangskreise 4 sind gegeneinander geschaltet und daher wirken gleichzeitig in der Empfangsantenne 1 und in dem Hilfsschwingungskreis 10 auftretende Schwingungen einander entgegen und heben sich gegenseitig auf. Diese Wirkung tritt aber nur ein, wenn stoßartig wirkende atmosphärische Störungen eintreffen. Kommen dagegen ungedämpfte Wellen von der Frequenz an, auf die die Antenne 1 und der Empfangskreis 4

abgestimmt sind, dann ist die aperiodische Antenne 7 unwirksam und der Hilfsschwingungskreis 10 wird dann nicht erregt. Eine Schwächung der Empfangswirkung tritt dann nicht ein. Dieselbe Aufgabe kann auch gelöst werden unter Verwendung nur einer Antenne, wie Fig. 6 zeigt. 21 ist eine Empfangsantenne, die auf die Frequenz der Empfangswellen abgestimmt ist. In sie sind eine Induk-

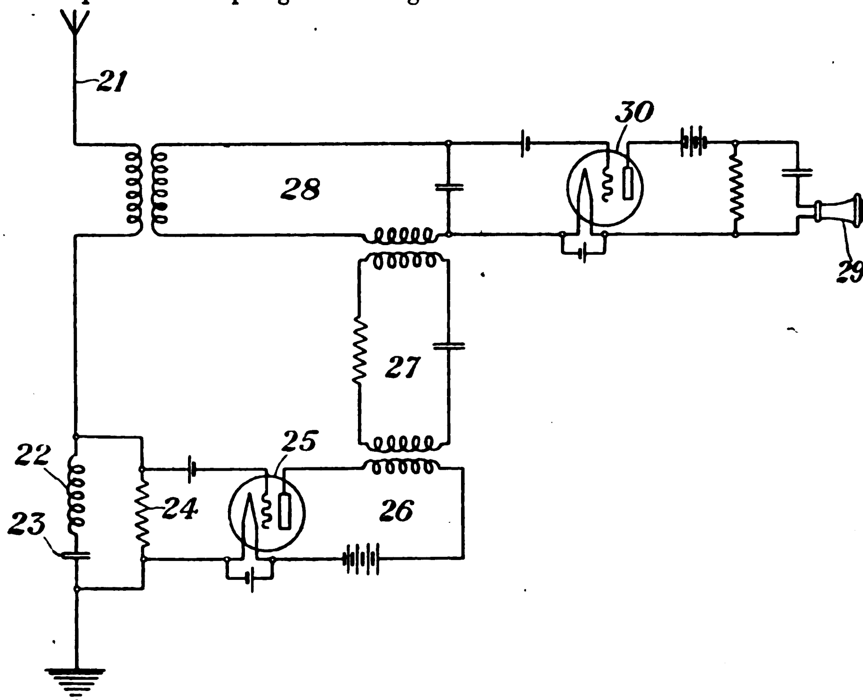


Fig. 6.

tanz 22 und ein Kondensator 23 eingeschaltet, so daß für die Empfangsfrequenz der Widerstand der Serienschaltung 22, 23 gleich Null ist. Parallel zu 22, 23 liegt ein nicht induktiver Widerstand 24; dieser ist mit dem Gitter der Verstärkerröhre 25 verbunden und der Anodenkreis 26 dieser Röhre ist mit dem Hilfsschwingungskreis 27 gekoppelt. Der Widerstand 24 hat lediglich den Zweck, eine leitende Verbindung zwischen dem Gitter und der Glühkathode der Verstärkerröhre 25 zu schaffen. Der Hilfsschwingungskreis 27 besitzt gleiche Abstimmung und gleiche Dämpfungsverhältnisse wie die Empfangsantenne 21. Der Hilfsschwingungskreis 27 wirkt dann auch hier in

entgegengesetzter Koppelungsrichtung auf den Empfangskreis 28 ein wie die Empfangsantenne 21, so daß auch hier wie oben für die Schaltung nach Fig. 5 beschrieben, stoßartig wirkende atmosphärische Störungen in der Empfangsantenne 21 und im Hilfsschwingungskreis 27 gleichartige Schwingungen hervorrufen, die sich gegenseitig in ihrer Wirkung auf den Kreis 28 neutralisieren. Treffen dagegen ungedämpfte Empfangsschwingungen ein, so ist das Potential zwischen den Endpunkten der Serienkombination 22, 23 Null und der Verstärker samt dem Hilfsschwingungskreis 27 werden nicht erregt.

Die britische Patentschrift 158707 von William James Picken und John Glover Robb betrifft eine Empfangsanordnung, bei der die

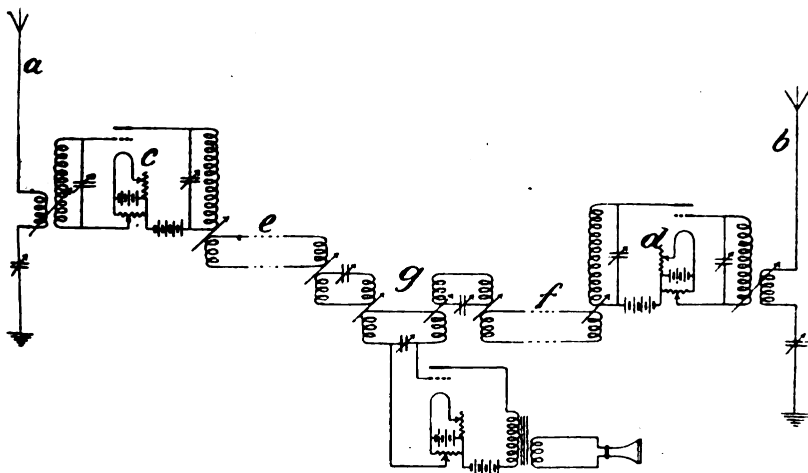


Fig. 7.

in zwei oder mehr getrennten und räumlich weit voneinander entfernt aufgestellten Luftleitersystemen aufgefangenen Schwingungen miteinander kombiniert werden. Um aber dabei zu verhindern, daß die Verbindungsleitungen,, die zur Übertragung der Empfangsenergie von den Luftleitern nach der Zentralstelle erforderlich sind, ihrerseits selbst als Luftleiter wirken und dadurch die Wirkung beeinträchtigen, werden zwischen jeden Luftleiter und die Zuführungsleitung eine Vakuumverstärkerröhre mit Gitterelektrode zwischengeschaltet. Auf diese Weise können die Ströme in den Verbindungsleitungen, die von der Wirkung der Empfangsschwingungen auf die Antennen herrühren, sehr groß gemacht werden im Vergleich zu den Strömen, die von den

Empfangsschwingungen in den Verbindungsleitungen selbst erregt werden, so daß diese letzteren keine schädliche Wirkung ausüben können. Bei dieser Anordnung können kleinere Antennen verwendet und diese weiter voneinander entfernt aufgestellt werden, Fig. 7 zeigt diese Anordnung. *a* und *b* sind zwei Luftleiter, deren Empfangsströme in einem gemeinsamen Empfänger kombiniert werden sollen. Diese Luftleiter sind mit je einem Verstärker *c*, *d* gekoppelt, die ihrerseits mit den Verbindungsleitungen *e f* gekoppelt sind; auf diese Weise werden die verstärkten Ströme nach der gemeinsamen Empfangsstation *g* übertragen, wo sie miteinander kombiniert und empfangen werden.

Harold S. Osborne in New York beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1361487 eine Empfangsanordnung, die in Fig. 8 dargestellt ist und bei der mehrfach hintereinander Überlagerungen stattfinden. Es soll angenommen werden, daß die Empfangsstation alle Signale mit Frequenzen zwischen 600000 und 610000 aufzunehmen wünscht, während alle außerhalb dieses Bereiches liegenden Frequenzen ausgeschlossen werden sollen. Zu diesem Zwecke werden die in der Empfangsantenne *RA* empfangenen Schwingungen verschiedener Frequenz mittels des Transformators 10 auf einen auf etwa 605000 Schwingungen scharf abgestimmten Kreis 11 übertragen, wobei also die Frequenz 605000 die Mitte des Frequenzbandes darstellt, welches man zu empfangen wünscht. Da das gewünschte Frequenzband verhältnismäßig eng ist im Vergleich zu dem Bereich von Null bis zu der mittleren Frequenz 605000, werden alle Frequenzen zwischen 600000 und 610000 Schwingungen mit praktisch gleich starker Energie empfangen, während Frequenzen außerhalb dieses Bereiches schwächer empfangen werden. So würden z. B. Frequenzen von 550000 nur 10% Empfangsstärke ergeben. Die empfangenen Schwingungen werden nun mit den Überlagerungsschwingungen des Generators G_1 von 550000 überlagert und dem Gitter der Vakuumröhre D_1 zugeführt. Die Vakuumröhre wirkt dann als „Demodulator" und erzeugt in ihrem Anodenkreis Frequenzen, die der Summe und der Differenz der ihren Gitterkreis zugeführten Schwingungen entsprechen. Infolgedessen wird ein Frequenzband zwischen 50000 und 60000 Schwingungen pro Sekunde im Anodenkreis auftreten. Ein Bandfilter F_1 ist mit dem Anodenkreis der Reihe D_1 verbunden; es läßt alle Frequenzen zwischen 50000 und 60000 frei durchlaufen, während es die außerhalb dieses Bereiches liegenden Frequenzen unterdrückt. Statt des Filters könnten auch gewöhnliche abgestimmte Schwingungskreise treten. Eine zweite Vakuum- oder „Demodulator"-Röhre D_2, die der ersten Röhre

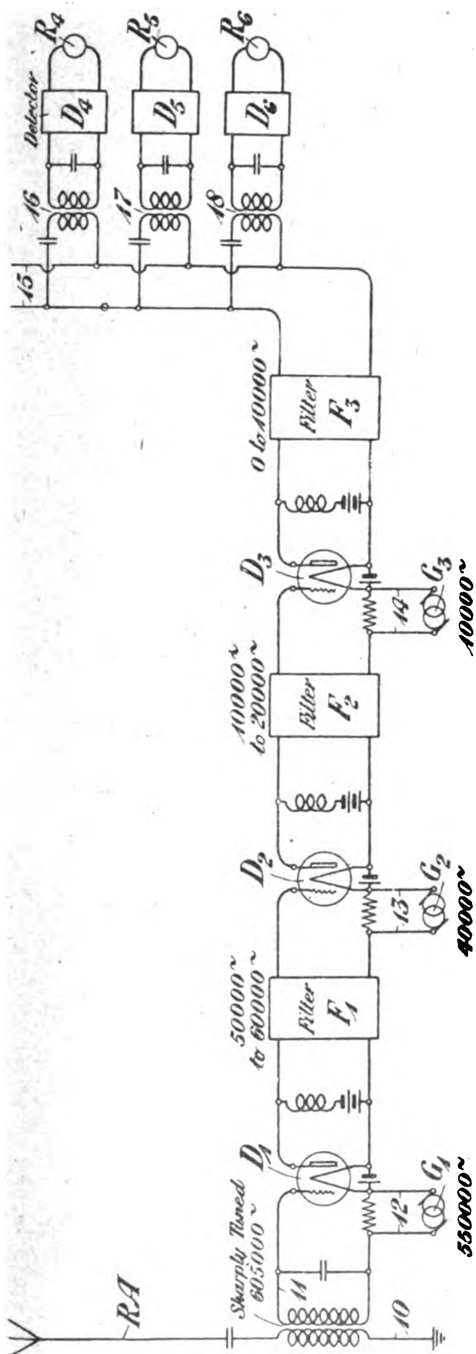

RA
Sharply Tuned
605000~
11
10
12
G1
550000~
D1
50000~
to 60000~
Filter
F1
D2
13
G2
40000~
10000~
to 20000~
Filter
F2
D3
14
G3
10000~
0 to 10000~
Filter
F3
15
16
17
18
Detector
D4
D5
D6
R4
R5
R6

Fig. 8.

D_1 ähnlich angeordnet ist, ist mit ihrem Eingangs- oder Gitterkreis mit dem Filter F_1 verbunden. Mittels des Generators G_2 werden dann Schwingungen von 40000 pro Sekunde überlagert, wodurch das Frequenzband auf 10000 bis 20000 begrenzt wird. Durch ein weiteres Filter F_2 und eine dritte Vakuumröhre D_3 mit Überlagerungsgenerator G_3 für 10000 Schwingungen wird das Frequenzband auf Schwingungen zwischen 0 und 10000 Schwingungen erniedrigt und durch ein weiteres Filter F_3 geschickt. In dem Kreise 15 treten dann Frequenzen zwischen 0 und 10000 auf und durch abgestimmte Kreise 16, 17, 18 und Detektoren D_4 D_5 D_6 können sie auf je einen entsprechend abgestimmten Empfänger R_4 R_5 R_6 übertragen und wahlweise empfangen werden.

John L. Hogan jr. in New York beschreibt in der amerikanischen Patentschrift 1363319 verschiedene Anordnungen an Überlagerungsempfängern, bei denen durch ein gemeinsames Einstellelement die Abstimmung sämtlicher Kreise gleichzeitig bewirkt wird, so daß beim Übergang von einer Empfangswelle zur anderen durch einen einzigen Handgriff zugleich die Antenne mit ihren Schwingungskreisen und der Überlagerungsempfänger mit seinen verschiedenen Schwingungskreisen und Abstimmungen im richtigen Verhältnis geändert und eingestellt werden.

Die britische Patentschrift 152915 von Laurence Beddome Turner in Cambridge betrifft einen Empfänger für Schnelltelegraphie mit langen Wellen und mit Empfangskreisen von geringer Dämpfung. Bei solchen Anordnungen ist die Geschwindigkeit der Übertragung begrenzt durch die Zeitdauer, welche erforderlich ist, damit die in den Empfangskreisen während eines Morsepunktes oder -striches auftretenden Schwingungen während des folgenden Zwischenraums zwischen zwei Zeichen wieder abklingen. Durch Vergrößerung der Dämpfung kann zwar die Abklingzeit verkürzt werden, gleichzeitig werden aber dann die Amplituden der Empfangsschwingungen verringert und die Empfindlichkeit des Empfängers herabgesetzt. Um diesen Nachteil zu vermeiden, werden bei den Anordnungen nach der britischen Patentschrift 152915 Mittel vorgesehen, durch die die empfangenen Signale (Punkte und Striche des Morsealphabets), nachdem sie eine genügende Amplitude erreicht haben, um das Empfangsinstrument in Tätigkeit zu setzen, eine Zusatzdämpfung in den Empfangskreis einschalten, die so lange beibehalten wird, wie das ankommende Signal andauert, aber selbsttätig wieder verschwindet, nachdem das Signalzeichen aufgehört hat. Beim Einsetzen jedes Zeichens ist also die Dämpfung des Emp-

fangskreises sehr klein und die Schwingungen können sich daher schnell bis zu ihrer wirksamen Amplitude aufschaukeln. Die darauf einsetzende Dämpfung verhindert nun ein weiteres Anwachsen der Amplitude, und wenn die Dämpfung auch noch eine kurze Zeit nach dem Aufhören des Signals aufrecht erhalten bleibt, so ist die Zeit des Abklingens viel kürzer als ohne diese zusätzliche Dämpfung. In Fig. 9 und 10 sind zwei Ausführungen angedeutet. In beiden Figuren ist *L* eine Induktanz und *C* ein Kondensator im Empfangskreis. 1 ist

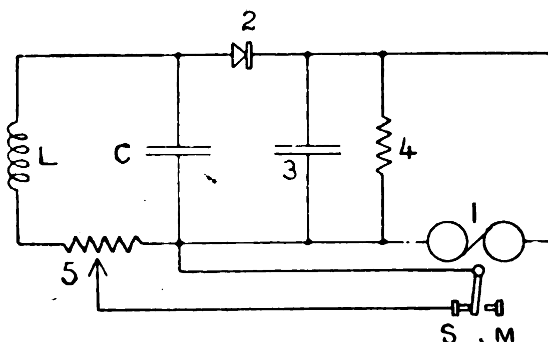


Fig. 9.

ein Relais, welches von den Schwingungen in *L C* mittels eines Kristalldetektors oder eines thermionischen Detektors oder eines anderen Gleichrichterempfängers erregt wird. Ein Kondensator 3 und ein Widerstand 4, welch letzterer auch fehlen kann, liegen parallel zum Relais. Der Ausschlag des Relais 1 von der Ruhelage *S* zur Schreiblage *M* bewirkt die Einschaltung eines Dämpfungswiderstandes. In Fig. 9 wird dies durch Unterbrechen eines Kurzschlusses eines Teils des Widerstandes 5 im Empfangskreis bewirkt. In Fig. 10 dagegen bewirkt der Ausschlag des Relaisankers eine Änderung des Gitterpotentials einer Vakuumröhre 6 mit Kathode 7, Gitter 8 und Anode 9. Ein Teil der Selbstinduktion *L* des Schwingungskreises ist dabei in den Anodenkreis der Reihe 6 gelegt. Im Ruhezustand liegt am Gitter 8 die negative Batteriespannung 12, nach dem Ansprechen des Relais aber eine positive, aus der Differenz der Batteriespannungen 12 und 15 sich ergebende Spannung. Infolgedessen ändert die Röhre 6 ihre Leitfähigkeit und damit wird auch hier eine zusätzliche Dämpfung in den Empfangskreis *L C* eingefügt.

Die britische Patentschrift 129313 der British Thomson-Houston

Company Ltd. in London betrifft Anordnungen zur Verstärkung schwacher Empfangsschwingungen mittels einer Kaskadenschaltung von Vakuumgitterröhren und bezweckt, die störende Wirkung atmosphärischer oder statischer Entladungen zu kompensieren. Zu diesem Zwecke wird die Charakteristik eines der Verstärker so abgeglichen, daß die durch atmosphärische Störungen hervorgerufenen Impulse einer

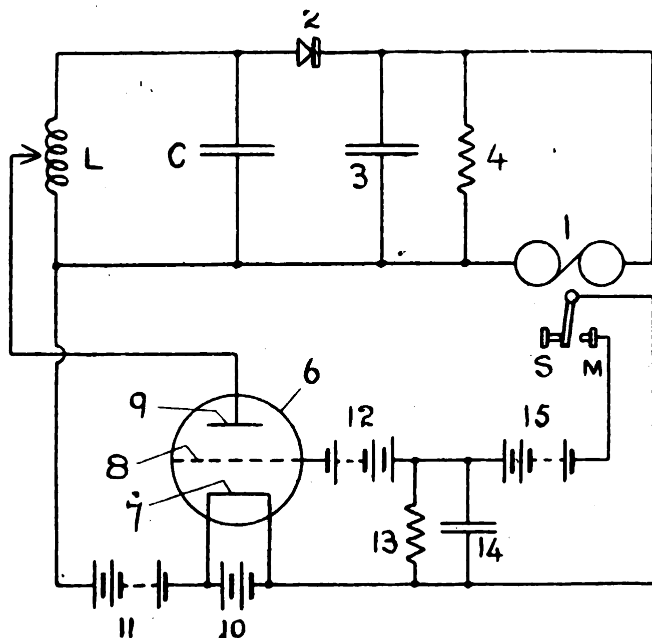


Fig. 10.

Richtung die Stärke der gewünschten Empfangsschwingungen nicht übersteigen kann. Die auf diesen Verstärker in der Kaskadenreihe folgende Verstärkerröhre wird dann so eingestellt, daß der Strom in der entgegengesetzten Richtung nicht die Stärke der gewünschten Empfangsschwingungen übersteigen kann. Infolgedessen können dann atmosphärische Störungen keine größeren Wirkungen auslösen als die Empfangsschwingungen selbst.

Anordnungen für gerichteten Empfang, sowie zur Ortsbestimmung und zur Richtungsbestimmung.

Ernst Frederik Werner Alexanderson in Schenectady V. St. A. beschreibt in der britischen Patentschrift 142074 eine Empfangs-

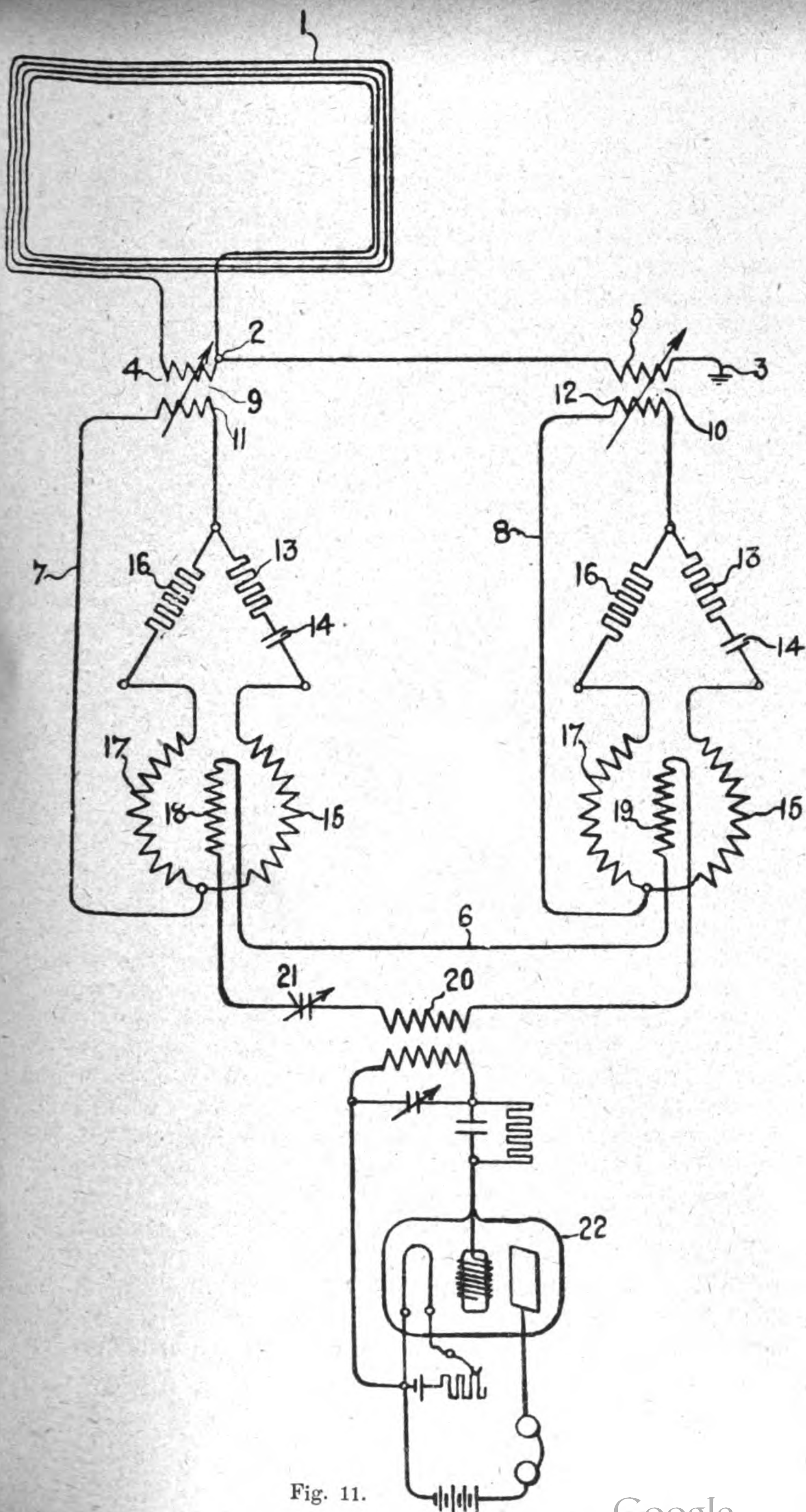


Fig. 11.

anordnung mit Rahmenantenne, die in Fig. 11 dargestellt ist und eine einseitige Richtwirkung besitzt. 1 ist die aperiodische Rahmenantenne, deren einer Punkt 2 bei 3 geerdet ist. Die durch die elektromagnetische Wirkung der ankommenden Wellen in der Rahmenantenne erzeugten Schwingungen durchfließen die Koppelungsspule 4, während die durch die elektrostatische Wirkung der ankommenden Wellen erzeugten Ströme die Koppelungsspule 5 der Erdleitung 3 durchfließen. Die Ströme in den Spulen 4 und 5 werden mittels der beiden Zwischenkreise 7 und 8, die Mittel zur Einstellung bestimmter Phasenverhältnisse besitzen, auf den Empfangskreis 6 übertragen. 9 und 10 sind

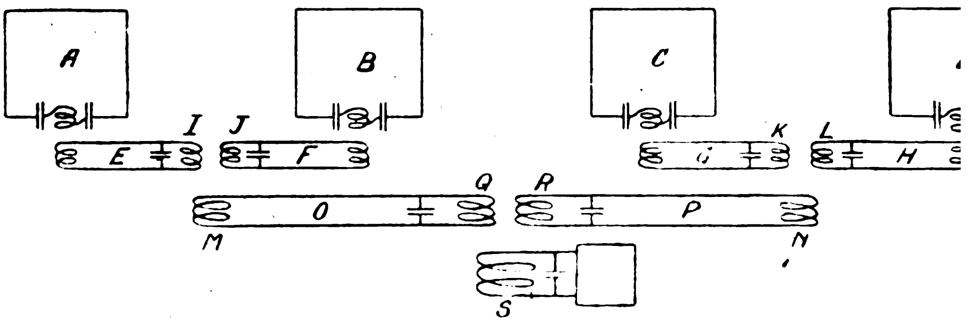


Fig. 12.

die hierzu dienenden Koppelungstransformatoren, deren Sekundärspulen 11 und 12 in den Zwischenkreisen 7 und 8 liegen. Jeder dieser Kreise besitzt zwei Parallelzweige 13, 14, 15 und 16, 17. Durch bestimmte Bemessung dieser Teile und durch Einstellung der Koppelungsspulen 18 und 19 ist es möglich, das System so einzustellen. daß die beiden durch die gewünschten Signale erzeugten Ströme sich im Empfangskreis 6 addieren, während Ströme, die durch Signale erzeugt werden, die aus bestimmten anderen Richtungen herkommen, einander entgegenwirken und sich gegenseitig aufheben. Wichtig ist es, daß die Rahmenantenne und die Zwischenkreise aperiodisch sind; hierdurch soll eine Unabhängigkeit von Frequenzänderungen erzielt werden.

Charles Samuel Franklin beschreibt in der britischen Patentschrift 158927 eine Empfangsanordnung, die in Fig. 12 dargestellt ist. Die vier Rahmenluftleiter *ABCD* liegen in derselben vertikalen Ebene und möglichst genau in der Richtung, aus der die Signale herkommen, deren Empfang gewünscht wird. *A* und *B* bilden ein

System und *C* und *D* ein zweites ähnliches System. *A* und *B* sind miteinander durch die abgestimmten Kreise *E* und *F* gekoppelt, deren horizontale Leiter abgeschirmt sind, um sie vor allen äußeren Einflüssen außer der Wirkung der Rahmenantenne zu schützen. Die Rahmenluftleiter *C* und *D* sind ähnlich durch die Schwingungskreise *G* und *H* miteinander kombiniert. Die Spulen *I* und *J* der Kreise *E* und *F* sind beide mit der Spule *M* des Kreises *O* gekoppelt, ebenso die Spulen *K* und *L* der Kreise *G* und *H* mit der Spule *N* des Kreises *P*. Die Spulen *Q* und *R* der Kreise *O* und *P* sind beide mit der Spule *S* gekoppelt, die mit einem geeigneten Verstärker verbunden ist. Der Abstand der Rahmen *ABC* und *D* voneinander kann klein sein und ist nur durch die praktisch erreichbare Verstärkung begrenzt. Gute Ergebnisse sind bis herunter zu einem Abstand von einem Dreißigstel der Wellenlänge erzielt worden. Hier soll als Beispiel angenommen werden, daß die Rahmen *ABCD* ein Vierundzwanzigstel der Wellenlängen voneinander entfernt sind. Sind dann die Rahmen *ABCD* auf die Wellenlänge der Empfangsschwingungen abgestimmt oder um gleiche Beträge gegen sie verstimmt, dann werden Wellen, die aus der Richtung *AD* oder *DA* herkommen, in *A* und *B* Schwingungen von 15° Phasendifferenz erzeugen. Diese Schwingungen werden dann in *E* und *F* ebenfalls Schwingungen von 15° Phasendifferenz erzeugen. Auf den Kreis *O* werden dann zwei Schwingungen von 15° Phasendifferenz einwirken. Hieraus kann man eine Phasendifferenz von 165° durch Umkehr der Verbindungen eines der Kreise *E* oder *F* machen. Ist dann der Kreis *E* so verstimmt, daß die Phase um $7^1/_2{}^0$ nach vorwärts verschoben wird, und umgekehrt der Kreis *F* so verstimmt, daß die Phase um $7^1/_2{}^0$ nach rückwärts verschoben wird, so werden Wellen, die aus der Richtung *DA* herkommen, Schwingungen in *E* und *F* erzeugen, die genau entgegengesetzt gerichtet sind, und im Kreise *O* werden, wenn die Koppelungen richtig eingestellt sind, keine Ströme fließen; Wellen dagegen, die aus der Richtung *AB* kommen, werden in *E* und *F* Schwingungen erzeugen, die um 30 Grad in der Phase verschoben sind und daher in *O* Schwingungen ergeben. Ähnliche Abgleichungen sind hinsichtlich der Schwingungskreise *G* und *H* gemacht, so daß Wellen aus der Richtung *DC* im Schwingungskreise *P* keine Schwingungen erzeugen.

James Erskine-Murray und James Robinson beschreiben in der britischen Patentschrift 136600 eine Anordnung zur Bestimmung der Richtung eintreffender elektrischer Wellen. Hier ist ein Rahmenempfangsluftleiter vorgesehen, der dauernd zwischen zwei Endlagen hin

und her schwingt, die durch einstellbare Anschläge auf der Traggrundplatte begrenzt sind. Die Lage dieser Anschläge ist symmetrisch zu dem Nullpunkt einer Skala einstellbar und die ganze Anordnung ist ihrerseits drehbar auf der Grundplatte angeordnet. Während die Rahmenspule zwischen den Endlagen hin und her schwingt, wird ihr Stromkreis kurz vor Erreichung der Endlage an den Empfangskreis kurzzeitig angeschlossen. Wenn dann die ganze Anordnung so eingestellt wird, daß die beiden im Empfänger abgehörten Empfangswirkungen gleich stark sind, so ist das ein Zeichen dafür, daß diese beiden Endlagen bzw. die Stellungen, in denen der kurzzeitige Anschluß der Rahmenantennenspule an den Empfänger erfolgte, symmetrisch zur Richtung der eintreffenden Wellen liegen, d. h. also, daß der Nullpunkt der Skala genau in Richtung der Ankunft der Wellen liegt. Es werden auf diese Weise die Lautstärken zweier symmetrisch zur Ankunftsrichtung gelegener Lagen miteinander verglichen, also nicht auf die Null- oder Minimumstellung eingestellt. Auf diese Weise ist eine genauere Bestimmung der Richtung der eintreffenden Wellen möglich.

Eine andere Anordnung zur Ermittlung der Ankunftsrichtung elektrischer Wellen betrifft das britische Patent 158005 von James Erskine-Murray und James Robinson. Auf der Senderstation werden Signale gegeben, deren Richtung sich mit bestimmter Winkelgeschwindigkeit von einer bestimmten Ausgangsrichtung aus (z. B. von der Nordrichtung aus) in bestimmter Richtung dreht. Auf der Empfangsstation ist dann eine Scheibe angeordnet, die sich genau mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie die Strahlrichtung des Senders dreht, und durch umstellbare Kontakte, die mittels drehbarer Kontaktarme geschlossen werden, sowie durch Einstellung auf gleiche Lautstärken kann auch hier der Winkel bestimmt werden, den die Ankunftsrichtung der Wellen mit der Nullrichtung einschließt.

In der britischen Patentschrift 160250 beschreiben James Erskine-Murray, James Robinson und Horace Leslie Crowther noch eine Anordnung zur drahtlosen Richtungs- und Ortsbestimmung. Auf der Senderstation werden ungedämpfte gerichtete Wellen ausgesandt, ausgehend von einer Normal- (Nord-) Richtung über die ganze Kompaßrose herum und zwar sollen diese Wellen für jede Richtung ein bestimmtes Kennzeichen besitzen; die Wellenlänge soll kurz, aber für alle Richtungen konstant sein, und über diese Wellenlänge soll eine oberhalb der Gehörgrenze liegende Wellenfrequenz, von etwa 20000 bis 60000 überlagert werden, und zwar soll diese Frequenz eine Funktion

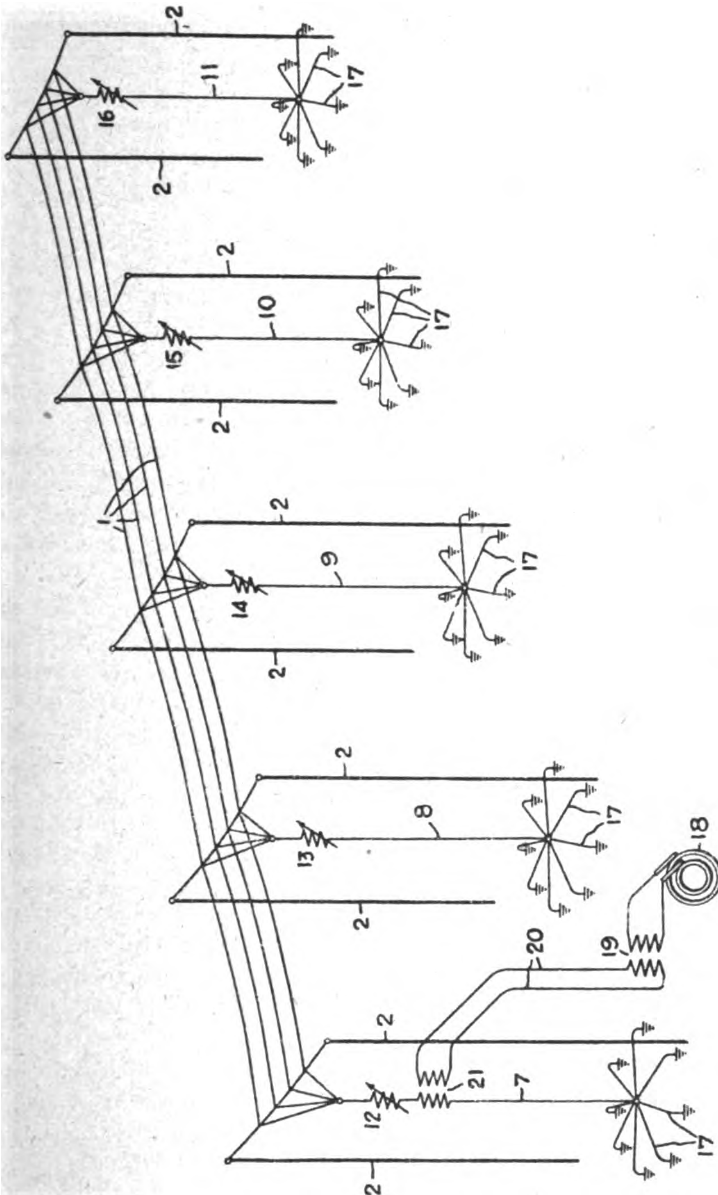


Fig. 13.

der Wellenrichtung sein. Es soll also die Amplitude der als „Trägerwelle“ dienenden ungedämpften Wellen sich mit einer Frequenz von

20000—60000 je nach der Ausstrahlungsrichtung ändern. Auf der Empfangsstation sind dann zwei Schwingungskreise vorgesehen, von denen der eine auf die „Trägerfrequenz" abgestimmt ist und der andere auf die Frequenz der Amplitudenveränderungen (20000 bis 40000) abgestimmt werden kann, die durch einen mechanischen Unterbrecher oder durch Überlagerung in Gruppen von hörbarer Frequenz

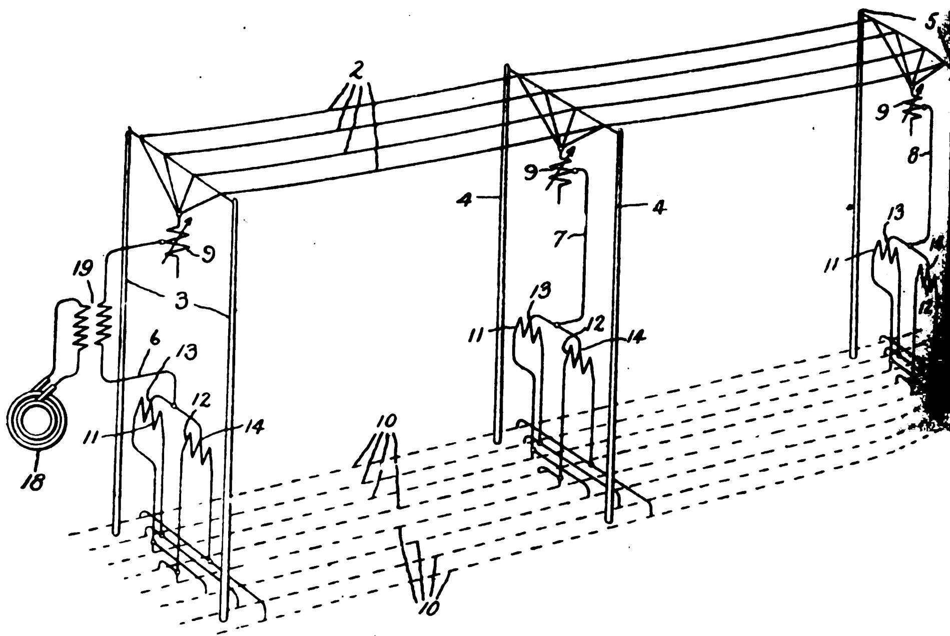


Fig. 14.

umgewandelt werden können. Die Empfangsstation kann dann die Richtung nach der Senderstation bestimmen durch Abgleichung des Modulationsschwingungskreises derart, daß während der Drehung der Senderwellen der Ton zu beiden Seiten des Minimums von gleicher Stärke ist.

James Erskine Murray und James Robinson beschreiben in den britischen Patentschriften 149826 und 149827 ähnliche Anordnungen zur Richtungsbestimmung, bei denen aber auf der Senderstation Wellen von je nach der Richtung verschiedener Wellenlänge, verschiedener Gruppenfrequenz oder verschiedener Dämpfung ausgesandt werden, während auf der Empfangsstation durch Überlagerung die Richtung festgestellt wird.

Antennenkonstruktionen.

In den amerikanischen Patentschriften 1 360 167, 1 360 168 und 1 360 169 (britische Patentschriften 142 610 und 144 075 bzw. schweizerische Patentschrift 86 283) beschreibt Ernst F. W. Alexanderson (British Thomson-Houston Co. Ltd. in London bzw. General Electric Company in Schenectady V. St. A.) Luftleiteranordnungen, bei denen

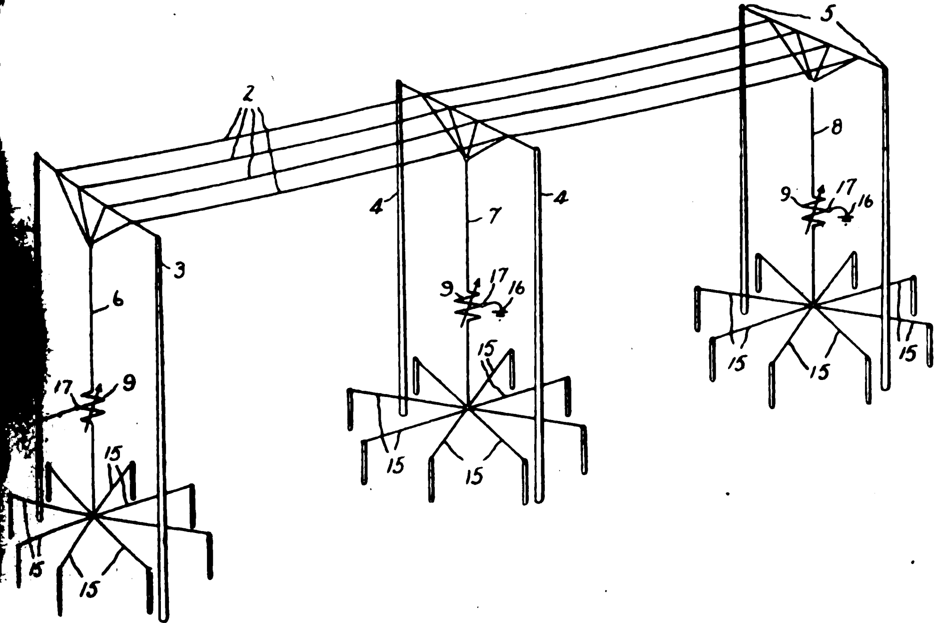


Fig. 15.

eine Mehrzahl voneinander räumlich getrennter Einzelantennen gemeinsam so erregt werden, daß sie eine gemeinsame Energieausstrahlung ergeben, und zwar erfolgt die gemeinsame Erregung der Einzelantennen durch Zuführung schwacher Ströme mit hoher Spannung. Fig. 13 ist beispielsweise eine Ausführung einer solchen Antennenanordnung. 1 sind horizontal gespannte Zuführungsdrähte, die von Masten 2, 2 gehalten werden und an die die Einzelantennen 7, 8, 9, 10, 11, in die Abstimmelemente 12, 13, 14, 15, 16 eingeschaltet sind, angeschaltet sind. Die Einzelantennen 7, 8, 9, 10, 11 sind bei 17 geerdet und die Erregung erfolgt aus dem Hochfrequenzgenerator 18 über die Transformatoren 19, (20), 21. Alexanderson will auf diese Weise erreichen, daß mit geringerer Energie eine gerichtete Strahlung erzielt

wird. Die Einzelantennen können auch die Gestalt von Schirmantennen erhalten, und in die Zuführungsdrähte 1 können ferner auch Induktanzen zwischen den Anschlußpunkten für die Einzelantennen eingeschaltet werden, um die Phasenverschiebungen in den verschiedenen Einzelantennen einstellen zu können.

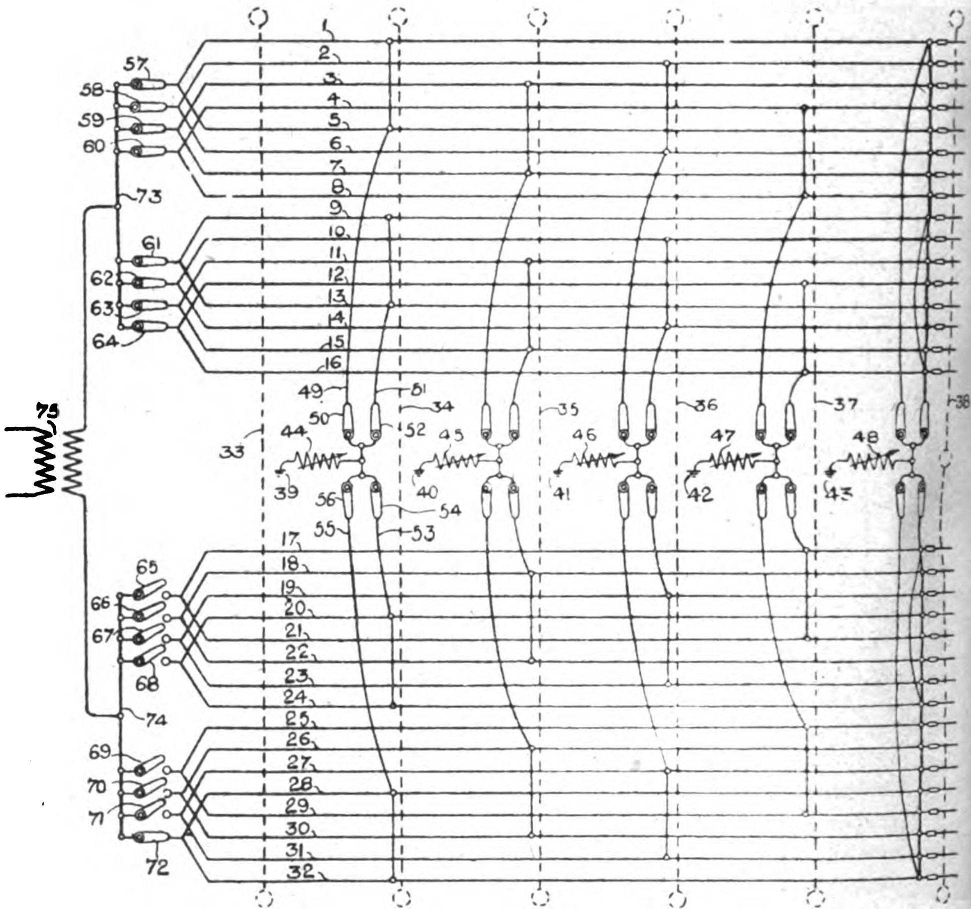


Fig. 16.

Die Anordnung kann auch nach Fig. 14 derart abgeändert werden, daß im Erdboden unterhalb der Antennenanordnung eingegrabene Leiter verlegt werden, denen mit Hilfe der aus Fig. 14 er-

sichtlichen Ausgleichsspulen 11, 12, 13, 14 die Hochfrequenzenergie zugeführt wird. Auf diese Weise wird eine gleichmäßige Verteilung der Ströme erzielt. Eine weitere Abänderung zeigt Fig. 15, wo die Einzelantennen an Gegengewichte 15 angeschlossen sind, während die Mitten der Abstimmelemente 17 bei 16 geerdet sind. Die zugeführte Hochfrequenzenergie kann auch durch einen Lichtbogengenerator erzeugt werden.

Die British Thomson-Houston Company Ltd. in London gibt in der britischen Patentschrift 152422 eine Antennenanordnung bekannt, bei der es mittels eines eigenartigen Systems von Schaltern ermöglicht ist, die einzelnen Leiter je nach Belieben in einen geschlossenen Stromkreis einschalten zu können, um ihnen dann Starkstromenergie zuzuführen und sie so zu erwärmen und Eis und Reifbildungen abtauen zu können. Fig. 16 zeigt diese Anordnung. Mit 1 bis 32 sind die horizontalen Drähte der Antenne bezeichnet, die in der üblichen Weise durch Spanndrähte 33—38 gehalten werden. 39—43 sind Erdverbindungen mit Abstimmspulen 44—48 und 49 bis 56 sind Schalter und Leitungsverbindungen nach den einzelnen Drähten des Antennensystems. 57—72 sind ebenfalls Schalter und 73, 74 eine Leitungsverbindung zum Anlegen des Transformators 75, der die Energie zum Abschmelzen des Eises liefern soll. Bei der in Fig. 16 dargestellten Stellung der Schalter verläuft z. B. der Heizstrom von der Schiene 74 aus durch die beiden Leiter 28 und 32 in Parallelschaltung und kehrt durch die Leiter 1 bis 16 in Parallelschaltung nach der anderen Schiene 73 zurück, so daß die Drähte 28 und 32 erwärmt werden und abtauen. Ist dies geschehen, so kann der Schalter 72 geöffnet und z. B. der Schalter 71 geschlossen werden, um dann die Drähte 27 und 31 zu erwärmen und abtauen zu können. Die Mittel zur Zuführung der Hochfrequenzenergie zu den horizontalen Antennendrähten zur Benutzung derselben zum Ausstrahlen der Senderwellen sind in Fig. 16 weggelassen.

Literaturverzeichnis.

Abraham, Henry et **René Planiol,** Journ. télégr. **45,** 6, S. 107, 1921. C. R. **172,** 19, S. 1170, 1921. Sur l'emploi du télégraphe Baudot en télégraphie sans fil.

Adam, Michel, Rad. Él. **1,** 12, S. 637, 1921. Quelques nouveaux procédés de bobinage.

Alexanderson, E. F. W., Proc. Inst. Rad. Eng. **9,** 2, S. 83, 1921. Telegr.

and Teleph. Age **39**, S. 2, 1921. Electrician **85**, S. 657, 1920. Engineer **121**, S. 331, 1921. Central Stations for Radio Communication.

Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. 9, S 593, 1920. The Development of Radio Traffic in Germany.

Archiv für Post u. Telegr., Nr. 4, S. 176, 1921. Funktelegraphie auf englischen Schiffen.

Atkinson, L. B., Journ. Inst. El. Eng. **59**, S. 1, 1920. Ref. Electrician **85**, S. 616, 1920. Electrical Science and Industry.

Bernard, Marcel, Rad. Él. **1**, 12, S. 579; 13, S. 613, 1921. Les étapes de la radiotélégraphie dans l'aviation.

Béthenod, J., ebenda, S. 187, 1920. On the Self-excitation of Alternators by means of a Capacity.

— ebenda, S. 292, 341, 1920. An Investigation of the Electrical and Radio Methods of Repeating Signal Indications on Locomotives.

— ebenda 13, S. 629, 1921. Sur le dimensionnement des filtres ou bouchons usités en radiotechnique.

van der Bijl, H. J., Popular Science Monthly **96**, April—Juni 1920. Electron Relays as Amplifiers and Oscillators.

Boucheron, P. H., Wireless Age **8**, S. 15, Febr. 1921. El. World **77**, S. 498, 1921. Two New Vacuum Tubes.

de Bouillane, Rad. Él. **1**, 12, S. 574; 13, S. 623, 1921. La marine de commerce et la Télégraphie sans fil. (Suite et fin.)

Bouthillon, L., ebenda, S. 286, 1920; S. 448, 533, 1921. On the Charging of Condensers by an Alternating E. M. F., and their Discharge through a Spark Gap. An Investigation of the Conditions for the Production of a Musical Note.

Bremer, F., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. **34**, 3 S. 126, 1921. Drei Versuche über oszillatorische Entladungen.

Brenot, P., Rad. Él. **1**, S. 154, 211, 1920. International Radio Legislation.

Brossier, M., Rad. Él. **1**, S. 175, 225, 1920. Les générateurs d'oscillations entretenues. (Suite et fin.)

Bullard, W. H. G., Journ. Frankl. Inst. **190**, S. 903, 1920. The Application of Radio to Navigation Problems.

Case, T. W., Phys. Rev. **15**, S. 289, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 587, 1920. The Thalofide Cell, a New Photoelectric Substance.

— El. World **76**, S. 1033, 1920. Thalofide Photoelectric Cell.

Colpitts, E. H. and **O. B. Blackwell,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, 6, S. 517, 1921. Carrier Current Telephony and Telegraphy. (Concluded.)

Corver, J., Radio Nieuws **3**, S. 267, 1920. High Frequency Wire Telephony.

Crawley, C. G., Telegr. and Teleph. Journ. 7, S. 92, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 5, S. 266, 1921. Wireless Communication.

— Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 128, 1921. Wireless Waves.

Dellinger, J. H., Rad. Am. News 1, S. 400, 1920. The Radio Compass.

— El. World 77, 3 S. 142, S. 1921. Ref. Sc. Amer. Monthly **3**, S. 157, 1921. Long Distance Radio Telephony now Practical.

Doumerque, Franz J., Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 6, S. 109, 1921. Stromerzeugung und Wandlung. Aus der amerikanischen Fernmelde-Literatur.

Dunham, L. M., Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 7, 1921. Wireless as a Hobby.

El. Rev. 87, S. 80, 1920. Australian Wireless Restrictions.
— ebenda S. 274. Wireless Telegraphy in Colombia.
El. World 77, S. 60, 1921. Wireless Telephony as Police Aid.
Electrician 85, S. 648, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 B, S. 101, 1921. The Arc Generator as an Engineering Mechanism.
— ebenda **86**, S. 94, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 267, 1921. Radiotelegraphy and Telephony in 1920 and 1921.
— ebenda S. 242. International Radiotelelgraphy.
Electricité pour Tous 3, S. 75, 107, 1921. Electronic Vacuum Tubes.
Engineer 131, S. 18, 1921. Electric Engineering in 1920.
Ever. Eng. Mag. 9, S. 356, 1920. The Bureau of Standards Radio Classification.
— ebenda **10**, S. 66, 1920. Standardising Radio Nomenclature.
Fave, L., C. R. **172**, S. 252, 1921. Marine and Aerial Navigation.
Ferrié, G., R. Jouaust, R. Mesny and **A. Perot,** C. R., **172**, 1, S. 54, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 5, S. 271, 1921. Études de radiogoniometrie.
de Forest, L., Journ. Frankl. Inst. **190,** S. 1, 1920. Ref. Bull. Soc. Belge des Él. **34**, S. 243, 1920. Sc. Abstr. 23 B, S. 496, 1920. Rad. News 2, S. 208, 280, 358, 386, 388, 1920. The Audion: Its Action and some Recent Applications.
Fuller, L. F., Wireless Age 8, S. 20, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 268, 1921. Duplex Operation by two Arcs.
Gehne, Paul, Natur **12**, 14, S. 159; 15, S. 176, 1921. Die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie.
Gen. El. Rev. 23, S. 793, 1920. The Development and Commercial Application of Radio Communication.
Geyger, W., Phys. Ztschr. **22**, 12, S. 360, 1921. Ein Verfahren zur experimentellen Aufnahme und Darstellung elektrischer Stromkurven in Polarkoordinaten.
Goldsmith, A. N., Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 10, 1921. Transocean Telephony.
Gradenwitz, A., Radio News 2, S. 135, 1920. Wired Wireless Experiments in Germany.
Guierre, Maurice, Rad. Él. **1**, 12, S. 567, 1921. La mission radiotélégraphique de l'Aldebaran. (Suite.)
Hallborg, H. E., Wireless Age 8, S. 19, Febr. 1921. Self-cooled Quenched Gap.
Harrison, T. C., Practical Engineer **63**, S. 118, 1921. Some Notes on Wireless Telegraphy.
Jones, E. T., Exp. Science 1, S. 7, 1920. Convoying Ships by Radio.
— Wireless Age 8, S. 30, Oct. 1920. Torpedo controlled by Aeroplane.
Kean, J. W., Radio News 2, S. 134, 1920. Wired Wireless Experiments in the United States.
Keinath, Georg, Ztschr. f. Fernmeldetechn. 2, 6, S. 5, 1921. Resonanz-Instrumente für elektrische Messungen.
King, H. W., Phys. Rev. **15**, S. 256, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 432, 1920. Calculation of the Constants of the Three-electrode Thermionic Vacuum Tube.

Kollatz, C. W., Ztschr. für Feinmech. **29**, 6, S. 41, 1921. Das Zeitzeichen-Sendegerät der Großfunkstelle Nauen.
Koomans, N., Tijdschrift van het Nederlandsch Radiogenootschap **1**, 3, S. 95, 1921. Hoogfrequentie-telephonie, draadlos en langs geleidingen, volgens de octrooien van de Bell Telephone M ij.
Langmuir, J., Gen. El. Rev. **23**, S. 503, 589, 1920. Ref. El. World **76**, S. 249, 537, 1920. Techn. Rev. **7**, S. 221, 1920. Sc. Abstr. 23A, S. 585, 1920. Elettrotecnica **8**, S. 15, 1921. Rad. Rev. **2**, 5, S. 270, 1921. Fundamental Phenomena in Electron Tubes having Tungsten Cathodes.
Latour, M., Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. **10**, S. 32, 1921. The Production of High-frequency Currents by Dynamoelectric Machinery.
Model Engineer 43, S. 406, 473, 1920. Notes on the Three-electrode Valve.
Nature, La, 48, (2), Suppl. S. 183, 1920. The Programmes of Press Transmission.
Newman, H. F., Proc. Phys. Soc. London **33**, S. 73, 1921. Absorption of Gases in the Electric Discharge Tube.
Pernot, F. E., Journ. Frankl. Inst. **190**, S. 323, 1920. El. World **76**, S. 792, 1920. The Use of Alternating Currents for Submarine Cable Transmission.
Perrin, F., Rad. Él. **1**, S. 503, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 5, S. 268, 1921. On Radio Stations with Synchronous Rotary Sparks Gaps.
Rad. Él. 1, S. 33, 1920. Marine Direction Finding.
— ebenda S. 38. The European Direction Finding Stations.
— ebenda S. 52, 102, 165. French Radio Legislation.
— ebenda S. 108, 168. An International Postal, Telegraphic and Radiotelegraphic Conference.
— ebenda S. 216. Wireless Telegraphy and Aerial Navigation.
— ebenda S. 256. The Determination of a Ship's Position by means of Wireless Telegraphy combined with Submarine Sound Signals.
— ebenda S. 267. British Radio Legislation.
— ebenda S. 298. The Reception and Transmission of Meteorological Bulletins for Ships.
— ebenda S. 310. The Reception of Time Signals and Meteorological Telegrams in France.
— ebenda S. 362. Journ. télégr. **44**, S. 127, 1920. Japanese Regulations concerning the Transmission of Public Correspondence by Private Telegraph Stations or by Private Radio Stations.
— ebenda S. 421, 1921. The Nantes Radio Station.
— ebenda 12, S. 587. La capacité des antennes à sommet plat.
Russell, Alexander, Proc. Roy. Soc. **97**, A 683, S. 160, 1920. The Capacity Coefficients of Spherical Conductors.
Schäffer, Walter, Tijdschrift van het Neterlandsch Radiogenootschap **1**, 2, S. 33, 1921. Radio-Telefonie met Triode-zenders.
Schereschewsky, P., Nature (La) **49**, (1), S. 12, 1921. Wireless and Meteorology.
Schwaiger, A., Helios 27, 25, S. 293, 1921. Über elektrische Isoliermaterialien.
Science 53, 1368, S. 253, 1921. The International Union of Radio Telegraphy.
Sc. Amer. 123, S. 331, 1920. Seventy-five Years of Applied Electricity.
— ebenda S. 402. Radio Control for Aeroplanes.
— ebenda S. 442. Radio Control for Naval Units.
— ebenda S. 544. Telephoning over High-tension Lines.

Scott-Taggart, J., Journ. Inst. El. Eng. 58, S. 893, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 270, 1921. The Use of Vacuum Tubes for Wireless Transmission and Reception of Continuous Waves.

Smith, J. O., Wireless Age 8, S. 11, Febr. 1921. Amateur Spark and C. W. Transmission.

Smith-Rose, R. L., Journ. télégr. 45, 5, S. 81, 1921. L'évolution de la valve thermionique. (Suite et fin.)

Stein, A., Gen. El. Rev. 24, S. 187, 1921. Marine Uses of Radio.

Stone, E. W., Proc. U. S. Nav. Inst. 46, S. 1049, 1920. Techn. Rev. 7, S. 357, 1920. The Poulsen Arc

Techn. Rev. 7, S. 755, 1920. Wireless Time Signals.

— ebenda 8, S. 190, 1921. Wireless Transmission applied to Telegraphy and Telephony by Wire.

Telegr. and Teleph. Age 38, S. 592, 1920. International Communications Conference.

— ebenda 39, S. 54, 1921. Wireless Age 8, S. 13, Febr. 1921. Origin and Development of Radio Service in America.

— ebenda S. 67. Ref. Rad. Rev. 2, 5, S. 267, 1921. New Type of Radio Transmitter.

Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 5, S. 63, 1921. (Ref. über Electrician 85, S. 133, 1920.) Ein Sender für drahtlose Telegraphie in Wasserflugzeugen.

— ebenda 6, S. 79. (Ref. über Rev. Gén. de l'Él. 8, S. 313, 1920.) Rechentafel zur Berechnung der Selbstinduktion von elektrischen Leitungen.

Thurn, Archiv f. Post u. Telegr. Nr. 7, S. 253, 1921. Die Großfunkstelle Nauen.

Ting, S. L., Proc. Roy. Soc. 98 A, S. 374, 1921. Ref. Chem. News 120, S. 272, 1920. Nature 105, S. 441, 1920. Rad. Rev. 2, 5, S. 270, 1921. Experiments on Electron Emission from Hot Bodies.

Trautwein, F., Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 6, S. 69, 1921. Die Elektronenröhre in der elektrischen Meßtechnik. II.

Vincent, J. H., Proc. Roy. Soc. 97, A 683, S. 191, 1920. Further Experiments on the Variation of Wavelength of the Oscillations Generated by an Jonic Valve due to Changes in Filament Current.

de Voogt, A. H., Tijdschrift van het Nederlandsch Radiogenootschap 1, 3, S. 74, 1921. Het Radio-Peilen.

Wilson, C. T. R., Proc. Cambr. Phil. Soc. 19, S. 345, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 660, 1920. On a Micro-voltameter.

Winters, S. R., Wireless Age 8, S. 12, Jan. 1921. Radio-Stations to Improve Air Mail Service.

Zickner, G., Die Technische Messe 4, 15, S. 159, 1921. Die neue radiotelegraphische Großanlage bei Paris.

Bücherbesprechungen.

Erich Niemann, Funkentelegraphie für Flugzeuge. Band IX des Handbuchs der Flugzeugkunde, 401 Seiten mit 343 Abbildungen, Verlag Richard Carl Schmidt, Berlin W. 62, 1921.

Das Buch stellt eine Materialsammlung des früheren Kommandeurs der Flieger-Funker-Versuchsabteilung der Flugzeugmeisterei dar und hat

als solches seinen Wert. Die Arbeiten der Marineflieger sind nicht berücksichtigt. Im einzelnen ist es nicht frei von technischen Fehlern und hat für wissenschaftlich interessierte Kreise nur beschränktes Interesse.

Faßbender.

Kurze Mitteilungen.

(Mitteilungen aus dem Leserkreis erbeten.)

Wie bereits mitgeteilt, fand vom 18. bis 24. September d. J. in Jena eine deutsche Physikertagung statt. Es wurden dort eine größere Reihe von Vorträgen aus dem Hochfrequenzgebiet gehalten. Nachfolgend seien Name des Vortragenden und Thema der einzelnen Vorträge erwähnt.

G. Leithäuser, Das Mehrfachtelegraphieren und Mehrfachfernsprechen auf Leitungen mit hochfrequenten Strömen.

Trautwein, Neuere Meßmethoden für hochfrequente Wechselströme mittels Kathodenröhren.

Hahn, Die technischen Einrichtungen des Reichsfunknetzes.

Rogowski, Der Röhrensender bei beliebiger Mischung primärer und sekundärer Gitterkopplung.

Alberti, Kurvenform und Phase der Schwingungen in Röhrensendern (nach gemeinsam mit Herrn Zickner angestellten Versuchen).

F. Harms, Die Theorie gekoppelter Systeme mit Selbsterregung.

H. G. Möller, Das Problem der Störbefreiung.

K. W. Wagner, Elektrische Kettenleiter und ihre technischen Anwendungen.

Rottgardt, Das Johnsen-Rahbecksche elektrostatische Relais und seine Anwendung.

Kühn, Über drahtlose Telephonie.

Gerdien, Über einen akustischen Schwinger.

W. Hahnemann, Schwingungstechnische Probleme.

Über die einzeluen Vorträge wird später berichtet werden.

Persönliches. Die Dozenten für Elektrotechnik an der Techn. Hochschule Danzig, Prof. Dr. Grix nnd Prof. Dipl.-Ing. Roth sind zu a. o. Professoren ernannt worden.

Dem Privatdozent Dr. H. G. Möller in Hamburg wurde die Dienststellung eines nicht beamteten a. o. Professors verliehen.

Jahrbuch
Zeitschrift für
drahtlose Telegraphie und Telephonie
sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. Oktober 1921. Heft 4.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,* zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Über die Beziehungen zwischen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und den Vorgängen in der Atmosphäre.

Von **S. Wiedenhoff.**

(Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)

Die Beziehungen, die zwischen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen und den Vorgängen in der Atmosphäre bestehen, sind in letzter Zeit verschiedentlich, in einigen Arbeiten zum Teil recht eingehend[1]) behandelt worden. Dabei kommen jedoch fast alle Verfasser zu dem Schluß, daß das geringe Beobachtungsmaterial, das bisher gesammelt worden ist, bei weitem nicht ausreicht, um alle Vorgänge zu erklären, und geben daher Anregung zu neuen Beobachtungen.

Vom Telegraphentechnischen Reichsamt in Berlin ist aus diesen Erwägungen heraus die Versuchsfunkstelle in Strelitz (Alt) in Mecklenburg eigens damit beauftragt worden, solche Beobachtungen regelmäßig anzustellen. Von einem Teil der Beobachtungen liegt nunmehr das Ergebnis eines Jahres vor, so daß Veranlassung gegeben ist, darüber ausführlicher zu berichten.

I. Die atmosphärischen Störungen.

Wie schon die einschlägige Literatur erkennen läßt, sind die Beziehungen, die zwischen den Vorgängen in der Atmosphäre und der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen bestehen, von zweierlei Art. Erstens findet eine Beeinflussung der auf künstlichem Wege erzeugten Wellen durch atmosphärische Vorgänge statt, zweitens werden durch die atmosphärischen Vorgänge selbst elektromagnetische Wellen erzeugt. Beides zeigt sich in der Praxis darin, daß beim Empfang funkentelegraphischer Zeichen Störungen auftreten, die sich einerseits in einem ständigen Schwanken der Empfangsintensität kundtun, ander-

---

1) Zusammenfassende Literaturnachweise hierüber befinden sich bei:
Ludewig, „Der Einfluß geophysikalischer und meteorologischer Faktoren auf die drahtlose Telegraphie", Jahrb. f. drahtl. Telegr. 12, S. 122, 1917.

Herath: „Meteorologie und Wellentelegraphie". Beitr. z. Phys. d. freien Atm. 9, S. 12, 1920.

Schindelhauer, „Über den Einfluß der Schichtung der Atmosphäre auf die Ausbreitung der Wellen der drahtlosen Telegraphie". Meteorol. Zeitschr. 1920, S. 177.

Außerdem im Jahrb. f. drahtl. Telegr. 12, S. 153, 1918.

seits darin äußern, daß sie die ankommenden Zeichen mehr oder weniger unkenntlich machen. Von letzterem soll hier zunächst gesprochen werden.

Bei jedem drahtlosen Empfänger sind im Hörtelephon fast ständig außer den zu empfangenden Zeichen Geräusche wahrzunehmen, die in einem Knacken bzw. Brodeln der Telephonmembran bestehen, und deren Intensität so stark sein kann, daß sie jeden Empfang unmöglich machen. Es sind dies die sogenannten „Empfangs- oder Luftstörungen", auch „atmosphärische Störungen" genannt.

Der aperiodische und periodische Gang der Störungszahlen.

Diese Störungen sind in Strelitz seit November 1919 regelmäßig mehrmals am Tage beobachtet worden. — Bei der Beobachtung wird wie folgt verfahren: Die beiden Arten von Störungsgeräuschen, das Knacken oder auch Knackern der Telephonmembran und das Brodeln, das sich ähnlich dem Geräusch beim Auffallen von Regentropfen auf eine Metallplatte anhört, werden jede für sich getrennt beobachtet. In eine Tabelle wird dann von den Knackern die Anzahl eingetragen, die während der Beobachtungszeit in 5 Minuten festgestellt wird (Störungszahl). Das Brodeln wird gleichzeitig damit seiner Stärke nach geschätzt und zahlenmäßig durch Hinzufügen von Exponenten zu den Störungszahlen ausgedrückt, wobei der Exponent 0 starkes, 2 kein und 1 schwaches Brodeln bedeutet.

Das Beobachtungsergebnis ist folgendes:

Wir müssen bei der Betrachtung der Störungszahlen, die zugehörigen Exponenten unberücksichtigt gelassen, zwischen einer periodischen und aperiodischen Schwankung unterscheiden. Die aperiodische Schwankung ist gegeben durch die verschiedene mittlere Höhe der Störungszahlen von Tag zu Tag. Sie ist im Mittel in den einzelnen Monaten des Jahres 1920, wie Tabelle I zeigt, recht verschieden, am stärksten in den Sommermonaten Juni—September, sowie im Dezember, am geringsten im Februar. — Hinsichtlich der periodischen Schwankung ist nach Tabelle II eine tägliche und jährliche Periode erkennbar. Bei der täglichen Periode liegt in den einzelnen Monaten fast überall ein Maximum des Ganges gegen Abend (6 nachm.), ein Minimum vielfach gegen Morgen (9 vorm.). Es ist dies gleichzeitig auch, wie die Tabelle zeigt, der mittlere tägliche Gang des Jahres 1920. — Beim jährlichen Gang (siehe Darstellung) liegt das Hauptmaximum im Sommer (August), das Hauptminimum im Winter (Februar). Ein

Tabelle I.

Mittlere aperiodische Schwankung der Störungszahlen (in 5 Minuten) und verschiedener luftelektrischer Elemente in den einzelnen Monaten nach Beobachtungen an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt.

Jahr	Monat	Störungszahl Anzahl in 5 Minuten	Potentialgefälle Volt/m	Ausgleichstrom $\times 10^{-4}$ mA.	Ionenzahl Anzahl in ccm +	Ionenzahl Anzahl in ccm −
1920	Januar . . .	5,0	45	25,3		
	Februar . . .	1,0	80	9,2		
	März	1,4	20	9,7		
	April	4,3	26	6,0		
	Mai	4,8	10	3,2		
	Juni	6,7	25	3,7		
	Juli	8,2	5	6,9		
	August . . .	10,2	9	19,3	333	304
	September .	10,3	10	14,7	165	237
	Oktober . . .	5,0	5	9,7	185	128
	November .	4,2	8	12,0	142	129
	Dezember .	8,6	7	20,7	161	148

Tabelle II.

Mittlere Anzahl der Störungszahlen (in 5 Minuten) an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt nach Monaten und Beobachtungszeiten.

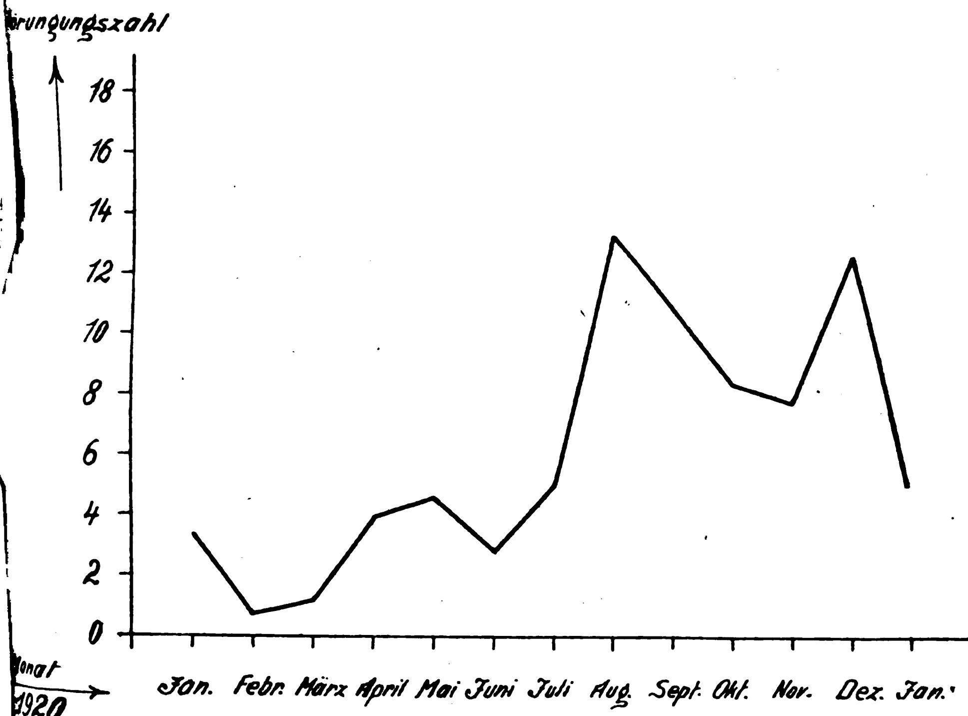
Jahr	Monat	9 vorm.	12 mittags	3 nachm.	6 nachm.	Mittel
1919	November .	1,2			2,4	1,8
	Dezember. .	9,2		2,1	7,1	5,8
1920	Januar . . .	4,4^{1}		2,0^{0}	3,6^{0}	3,3^{0}
	Februar . . .	0,9^{1}		0,6^{0}	0,6^{0}	0,7^{0} [1])
	März	0,6^{1}		1,1^{0}	1,8^{0}	1,2^{0}
	April	0,9^{1}		5,7^{1}	5,3^{0}	4,0^{1}
	Mai	1.7^{1}		4,2^{1}	7,5^{0}	4,5^{1}
	Juni	0,8^{1}		5,5^{1}	2,1^{1}	2,8^{1}
	Juli	1,9^{1}		4,4^{1}	9,3^{1}	5,2^{1}
	August . . .	4,2^{1}		16,4^{1}	19,2^{1}	13,3^{1}
	September .	2,7^{1}		13,3^{1}	16,8^{1}	10,9^{1}
	Oktober . . .	3,3^{1}		1,6^{1}	20,2^{0}	8,4^{1}
	November .	2,7^{1}	3,2^{1}	5,0^{1}	20,3^{1}	7,8^{1}
	Dezember. .	10,0^{1}	8,9^{1}	10,5^{1}	20,0^{1}	12,4^{1}
	Jahr	3,2^{1}	—	4,7^{1}	10,4^{1}	6,1^{1}
1921	Januar . . .	3,7^{1}	2,0^{1}	2,4^{1}	9,1^{1}	4,3^{1}
	Februar . . .	0,8^{1}	3,7^{1}	2,2^{1}	6,6^{1}	3,3^{1}
	März	1,2^{2}	0,2^{2}	5,2^{2}	5,6^{1}	3,1^{1}

zweites Maximum tritt während des Beobachtungsjahres im Dezember auf, ebenso ein sekundäres Minimum im Juni.

1) Dient zur Begleichung des Minimums.

Beziehungen zwischen der Höhe der Störungszahlen und gleichzeitigen atmosphärischen Vorgängen.

Gleichzeitig mit der Beobachtung der Störungszahlen werden in Strelitz täglich regelmäßig auch eine ganze Reihe von meteorologischen Elementen beobachtet, wie Luftdruck, Temperatur, Feuchtigkeit, Wind und Bewölkung; desgleichen von den luftelektrischen Elementen das



Darstellung des jährlichen Ganges der Störungszahlen.

Potentialgefälle, die Ionenzahl, die Staubzahl, sowie der zwischen Antenne und Erde fließende Ausgleichstrom, auch oft mit Vertikalstrom bezeichnet.

Über einen großen Teil der atmosphärischen Vorgänge während des Auftretens der Störungen erhalten wir auf diese Weise Aufschluß. In Gegenüberstellung mit den Beobachtungsergebnissen der Störungszahlen können alsdann folgende Zusammenhänge festgestellt werden:

Die mittlere aperiodische Schwankung der Störungszahlen in den

einzelnen Monaten ist in Tabelle I verglichen mit der mittleren aperiodischen Schwankung verschiedener der in Strelitz beobachteten luftelektrischen Elemente. Danach fällt die stärkste Schwankung der Störungszahlen im August und September mit verhältnismäßig niedrigen Schwankungen des Potentialgefälles, aber höheren des Ausgleichstromes und der Ionenzahl zusammen. Dagegen ist bei dem Minimum der Schwankung der Störungszahlen im Februar zumeist das Gegenteil festzustellen.

Weitere Zusammenhänge, auch bezüglich einiger der in Strelitz beobachteten meteorologischen Elemente mit der aperiodischen Schwankung der Störungszahlen sind aus Tabelle III ersichtlich. Die Zahlenwerte dieser Tabelle sind durch Auszählung aus dem Strelitzer Beobachtungsmaterial erhalten, wobei die mit der subjektiven Beobachtungsweise verbundene Unsicherheit in den Angaben der Eintrittszeiten gewisser Zustände der Elemente nach Möglichkeit berücksichtigt wurde. Nach der Tabelle sind wenig oder meistens gar keine Störungen in der Mehrzahl aller Fälle vorhanden bei nicht nässendem Nebel, dagegen nehmen die Störungen sogleich zu, sobald Aufklaren eintritt. Der Eintritt von Niederschlägen bringt, wie wir weiter sehen, größere Störungen mit sich, desgleichen sinkendes Potentialgefälle, sowie abnehmende Staubzahl, dagegen hat zunehmender Ausgleichstrom fallende Störungszahlen zumeist zur Folge.

Tabelle III.

Häufigkeit des Auftretens der Störungszahlen bei verschiedenen Elementen nach Beobachtungen an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt.

Element	Charakter (Tendenz)	Anzahl der Fälle mit gleichzeitigen Störungszahlen in 5 Minuten bzw. Tendenz						Beobachtungszeit
		0	1—5	6—30	> 30	steig.	fallend	
Bewölkung	Nebel (nicht nässend)	37	7	10	5	—	—	1. 12. 1919 bis 28. 2. 1921
		44		15		—	—	
	Aufklaren	8		20		—	—	
Niederschl.	Eintritt	9		21		—	—	
Potentialgefälle	sinkend	—	—	—	—	26	11	1. 12. 1919 bis 31. 1. 1921
Ausgleichstrom	zunehmend	—	—	—	—	7	20	
Staubzahl	abnehmend	—	—	—	—	25	15	1. 6. 1920 bis 31. 1. 1921

Es ist dies ein Ergebnis, das durch Beobachtungen, die von

anderer Seite[1]) über Empfangsstörungen bisher gemacht worden sind, im großen und ganzen bestätigt wird.

Um nun auch für die periodischen Schwankungeu ähnliche Vergleiche anstellen zu können, müssen wir schon, da das Strelitzer Beobachtungsmaterial bei der kurzen Beobachtungszeit von nur einem Jahre hierfür noch nicht ausreicht, hinsichtlich der meteorologischen und luftelektrischen Elemente anderes Beobachtungsmaterial zur Hilfe nehmen. — Wir wollen den meisten dieser Elemente einmal den Verlauf zugrunde legen, wie er sich nach Hanns Lehrbuch der Meteorologie auf Grund zahlreicher Beobachtungen an vielen Punkten der Erde im Durchschnitt ergibt. In der Tabelle IV sind alle näheren Angaben darüber enthalten. Den luftelektrischen Beobachtungen liegen, wie daraus zu ersehen ist, zum Teil auch andere Quellen zugrunde, beim Potentialgefälle beispielsweise auch die in Potsdam in den Jahren 1904—1908 beobachteten Werte.[2])

Zu welchen Vergleichsschlüssen man bei den periodischen Schwankungen zwischen Störungszahlen und den anderen atmosphärischen Vorgängen im einzelnen kommt, ist aus der vergleichenden Übersicht (Tabelle V) ersichtlich.

Nach dieser Tabelle erreichen die Störungszahlen, falls wir täglichen und jährlichen Gang zusammengenommen betrachten, unter anderen ihren größten Wert bei einem Maximum des Dampfdruckes am Boden, oder einem Ansteigen desselben in der Höhe, ebenso bei Zunahme der Leitfähigkeit sowohl am Boden wie in der Höhe und bei Abnahme der Windgeschwindigkeit über dem Boden. Ein Minimum der Störungszahlen tritt ein bei einem Maximum der Leitfähigkeit in mittlerer Höhe, bei Nebel, größter relativer Feuchtigkeit, Minimum der Temperatur, und einem Maximum des Luftdruckes.

Bezüglich des Potentialgefälles zeigt die Tabelle, daß beim täglichen Gang, das Gefälle in 300 m Höhe betrachtet, steigendes Gefälle mit zunehmenden Störungszahlen parallel geht. Dies Ergebnis ist auch bei Beobachtungen, die Mosler und Esau hierüber angestellt

1) Ich nenne hier besonders:
a) J. Erskin-Murray: „Der Ursprung der atmosphärischen Störungen in der Radiotelegraphie". Jahrb. f. drahtl. Telegr. 5, S. 108, 1911.
b) H. Mosler: „Atmosphärische Störungen in der drahtl. Telegr." Elektrot. Ztschr. S. 1134, 1912.
c) A. Esau: „Über den Einfluß der Atmosphäre auf die Dämpfung funkentelegraphischer Sender und Empfänger". Phys. Zeitschr. 12, S. 798, 1911.

2) K. Kähler, „Luftelektrizität", Sammlung Göschen Nr. 649, S. 25.

Tabelle IV.

Angaben über die periodischen Schwankungen der verschiedenen Elemente.

Element		Täglicher Gang		Jährlicher Gang		Quellenangabe
		Maximum	Minimum	Maximum	Minimum	
Empfangsintensität		Nachts	Tags	Winter (Dez.—Jan.)	Sommer (Juni–August)	Beobachtungen in Strelitz-Alt und Beobachtungen von Mosler und Austin
Störungszahlen		nachmittags bis abends	morgens	Sommer (August)	Winter (Dez.—März)	Beobachtungen in Strelitz-Alt und Beobachtungen von Mosler und Esau
Potentialgefälle	Boden	vormittags und abends	nachmittags und nachts	Winter (Dez.—Febr.)	Frühjahr bis Sommer	Beobachtung. Eiffelturm Paris von Chauveau, außerdem Kähler (Sammlung Göschen Nr. 649, S. 25)
	300 m	nachmittags	morgens (4 a—5 a)			
Leitfähigkeit	Boden	morgens und nachmittags	vormittags und abends	Sommer	Winter	Kähler, wie vorher S. 66
	300 m	morgens	nachmittags			
	gr. Höhe	nachts	mittags			Beobachtungen auf dem Sonnblick (3000 m)
Ausgleichstrom	Boden	(nachmittags)	(morgens)	Winter	Sommer	Kähler, wie vorher S. 86. Beobachtungen in Davos
	Höhe	nachts bis morgens	mittags			
Luftdruck		vormitt. (10a) u. abends (10p)	morgens (4 a) u. nachmitt. (4 p)	Winter oder Frühjahr	Sommer	Hann, „Lehrbuch der Meteorologie“ (2. Aufl.), S. 139, 149, S. 147
		morgens (6 a)	abends (6 p—12 n)			

Tabelle IV (Fortsetzung).

Element		Täglicher Gang Maximum	Täglicher Gang Minimum	Jährlicher Gang Maximum	Jährlicher Gang Minimum	Quellenangabe
Temperatur	Boden	nachmittags (2 p—3 p)	morgens (5 a—7 a)	Sommer (Juli—August)	Winter (Januar)	Hann, wie vorher S. 69, 85
	300 m	nachmittags (3½ p)	morgens (4½ a)	Sommer (Juli—August)	Winter (Jan.—Febr.)	S. 62, 63, 103
	10 km			Sommer (August)	Frühjahr (März—April)	S. 64, 124
Feuchtigkeit: Dampfdruck	Boden	vormittags (8 a—9 a) und abends (8p-10p)	morg. (5 a—7 a) u. nachmittags (3 p—4 p)	Sommer	Winter	Hann, wie vorher S. 175
	300 m	vormittags (9 a)	nachmittags (4 p—5 p)	Sommer	Winter	
Feuchtigkeit	relative Feuchtigkeit	morg. (5 a—7 a)	nachmittags (2 p—3 p)	Winter	Frühjahr bis Sommer	S. 177
Hydrometeore	Wolken	nachmittags	abends	Sommer	?	Hann, wie vorher S. 213
	Nebel	morgens und nachts	abends	Winter	?	
Sonnenstrahlung	Sommer	vormittags	nachts	abhängig von der Bewölkung		Hann, wie vorher S. 220
	Winter	nachmittags	nachts	abhängig von der Bewölkung		
Niederschlag	Land	nachmittags	vormittags	sehr verschieden		Hann, wie vorher S. 246
	See	nachts und morgens	nachmittags	sehr verschieden		
Windstärke	Boden	mittags (1 p)	nachts	regional sehr verschiedenen		Hann, wie vorher S. 288
	300 m	nachts (12 n)	mittags (1 p)	Winter	Sommer	S. 293, 295

Tabelle V.

Vergleichende Übersicht des Zusammenfallens der Maxima (M) und Minima (m), sowie der Anstiegs- (A) und Abstiegswerte (a) bei den periodischen Schwankungen der verschiedenen Elemente.

Element	Jährlicher Gang		Täglicher Gang				Jährlicher und täglicher Gang zusammen[1]			
Empfangsintensität	M	m	A	M	a	m			M	m
Störungszahl	m	M	M	a	m	A	M	m	f	S
Potentialgefälle, Boden	M	m	a	m	A	a	f	S		f
Potentialgefälle, 300 m	—	—	a	a	m	A	a	m	a	A
Leitfähigkeit, Boden	m	M	A	A	M	A	S			S
Leitfähigkeit, 300 m	—	—	A	A	M	a	A	M	A	a
Leitfähigkeit, größ. Höhe	—	—	A	M	a	m	A	a	M	m
Ausgleichstrom, Boden	M	m	(a)	(a)	(m)	(A)	f			
Ausgleichstrom, Höhe	—	—	A	M	m	m	A	m	M	m
Luftdruck	M	m	m	A	M (m)	a	m	M	S	f
Temperatur, Boden	m	M	a	a	m	A		m	f	S
Temperatur, 300 m	m	M	a	a	m	A		m	f	S
Feuchtigk., Dampfdruck, Boden	m	M	M	a	(m)	a	M	(m)	f	
Feuchtigk., Dampfdruck, 300 m	m	M	A	A	A	a	S			
Feuchtigk., relat. Feuchtigk.	M	m	A	A	M	a		M	S	f
Hydrometeore, Wolken	a	M	m	A	A	A				S
Hydrometeore, Nebel	M	a	m	M	M	a	f	M	M	a
Sonnenstrahlung	—	—	a(M)	m	A	M	a(M)	A	m	M
Niederschlag, Land	—	—	a	a	a	A	a	a	a	A
Niederschlag, See	—	—	A	M	M	a	A	M	M	a
Windstärke, Boden	—	—	a	m	A	M	a	A	m	M
Windstärke, 300 m	M	m	A	M	a	m			M	m

haben,[2] gefunden worden. — Demgegenüber hatten die Strelitzer Beobachtungen (Tabelle III) zum Ergebnis, was wir in unserer Tabelle für das Potentialgefälle am Boden finden. Beides widerspricht jedenfalls nicht der Ansicht, der auch H. Dieckmann[3] und G. Lutze[4] beipflichten, daß jede Empfangsstörung mit einer Änderung des Potentialgefälles verbunden sei.

---

1) S = Steigetendenz, bestimmt durch Anstiegswerte und Maxima beider Gänge; f = Falltendenz, bestimmt durch Abstiegswerte und Minima beider Gänge.

2) Siehe Anmerkung 1 S. 247 b) bzw. c).

3) H. Dieckmann, „Experimentelle Untersuchungen aus dem Grenzgebiet zwischen drahtloser Telegraphie und Luftelektrizität". Luftfahrt und Wissenschaft, Heft 2, 1912.

4) G. Lutze, „Zusammenhang der Störungen des Potentialgefälles der

Erklärung für das Auftreten der Störungen.

Nach den Beobachtungen in Strelitz schien der Vergleich der Störungszahlen hinsichtlich ihres Schwankens von Tag zu Tag (aperiodische Schwankung) mit den entsprechenden atmosphärischen Vorgängen eine rein örtliche Natur derselben nur bei einzelnen Vorgängen zu bestätigen. Da nun aber G. Lutze auf Grund von Beobachtungen im Freiballon und Mosler mit gerichteten Antennen vollständig zu dieser Ansicht gekommen sind, werden jetzt seit kurzem zur Klärung dieser Frage an verschiedenen Beobachtungsstationen innerhalb Deutschlands nach Art der Strelitzer Störungsbeobachtungen gleichzeitige Beobachtungen der Störungszahlen gemacht.[1]) Die bisher vorliegenden Ergebnisse lassen die Störungen teils als örtlicher, teils mehr allgemeiner Natur erkennen.

Wie aus Tabelle VI, in der die Mittelwerte der Störungszahlen der einzelnen Monate für verschiedene dieser Stationen zusammengestellt sind, hervorgeht, sind periodische Schwankungen in Gestalt eines täglichen Ganges bei allen Stationen gleichmäßig zu erkennen. Dagegen sind, wie die Durchsicht der Originaltabellen der einzelnen Stationen zeigt, bei der aperiodischen Schwankung größere Unterschiede zwischen den einzelnen Stationen wahrzunehmen. Die erste Tatsache stimmt in gewisser Weise mit den Beobachtungen W. H. Eccles[2]) in England überein, der von zwei auseinander liegenden Stationen gleichartige Störungsaufnahmen erhielt, die ihm den Schluß aufdrängten, daß diese Störungen von natürlichen elektrischen Wellen herrührten, deren Entstehungsort ziemlich weit entfernt liege.[3]) Die andere Tatsache dagegen zeigt, daß auch solche Vorgänge, die mehr örtlichen Charakters

---

Atmosphäre mit luftelektrischen Empfangsstörungen der drahtlosen Telegraphie nach Untersuchungen am Erdboden und im Freiballon." Jahrb. f. drahtl. Telegr. 8, S. 366, 1914.

1) Außerdem wird neuerdings in Berlin und Strelitz gleichzeitig eine Registrierung der Störungen nach einer besonderen Methode, deren Veröffentlichung bevorsteht, vorgenommen. Sie dürfte mit objektiver Gewißheit erkennen lassen, ob bestimmte Störungen in beiden Beobachtungsorten zu demselben Zeitpunkt auftreten oder nicht.

2) W. H. Eccles, „Über die täglichen Veränderungen der in der Natur auftretenden elektrischen Wellen und über die Fortpflanzung elektrischer Wellen um die Krümmung der Erde." Jahrb. f. drahtl. Telegr. 8, S. 253, 1914.

3) Vgl. auch: E. Taylor, „Wireless Telegraph working in relation to interferences an perturbations" (The electrician 66, S. 1024, 1911), der zu einem ähnlichen Schlusse kommt.

Tabelle VI.

Mittlere Anzahl der Störungszahlen (in 5 Minuten) verschiedener Stationen in einzelnen Monaten zu verschiedenen Beobachtungszeiten.

Station	9	12m	3	6	12n	6	Mittel
	November 1920						
Strelitz-Alt	2,7[1]	3,2[1]	5,0[1]	20,8[1]	—	—	7,8[1]
Norddeich	0,0[2]	0,0[2]	0,0[2]	4,8[2]	14,7[2]	6,8[2]	4,4[2]
Königsberg	0,0[1]	2,0[1]	7,3[1]	6,3[1]	—	—	3,9[1]
Breslau	15,0[1]	14,0[1]	7,0[1]	13,0[1]	—	—	12,0[1]
	Dezember 1920						
Strelitz-Alt	10,0[1]	8,9[1]	10,5[1]	20,0[1]	—	—	12,4[1]
Norddeich	0,0[2]	0,2[2]	0,0[2]	4,0[2]	10,9[2]	6,2[2]	3,3[2]
Königsberg	5,7[1]	11,6[1]	10,8[2]	18,9[2]	—	—	12,0[1]
Breslau	12,0[1]	14,0[1]	15,0[1]	17,0[1]	—	—	14,0[1]
	Januar 1921						
Strelitz-Alt	3,7[1]	2,0[1]	2,4[1]	9,1[1]	—	—	4,3[1]
Norddeich	0,0[2]	0,0[2]	0,0[2]	0,3[2]	4,2[2]	2,6[2]	1,2[2]
Königsberg	3,9[1]	8,7[1]	11,5[1]	22,0[1]	—	—	11,5[1]
Breslau	15,4[1]	15,0[1]	16,0[1]	20,0[1]	—	—	16,5[1]
	Februar 1921						
Strelitz-Alt	0,8[1]	3,7[1]	2,2[1]	6,6[1]	—	—	3,3[1]
Norddeich	0,0[2]	0,2[2]	0,0[2]	0,4[2]	3,0[2]	1,7[2]	0,9[2]
Königsberg	7,0[2]	7,6[1]	9,0[2]	21,4[1]	—	—	11,3[1]
Breslau	14,0[1]	16,0[1]	16,0[1]	17,0[1]	—	—	14,8[1]
Berlin	27,0[1]	43,0[1]	39,0[1]	—	—	—	35,0[1]

sind, bei der Erklärung der Störungen berücksichtigt werden müssen, und zwar in erster Linie die, die ein ähnliches Verhalten zeigen, also auch eine stärkere aperiodische Schwankung aufzuweisen haben. Das sind aber, was die meteorologischen Elemente angeht, unter anderem Luftdruck, Temperatur, Feuchtigkeit, Wind und Bewölkung, oder was damit gleichbedeutend ist, die allgemeine Wetterlage. — Das nächstliegende wird also sein, die Anzahl der täglich an den einzelnen Stationen beobachteten Störungszahlen mit der für jeden Tag jeweilig herrschenden Wetterlage zu vergleichen.

Wenn wir dies mit unserem Beobachtungsmaterial tun, so ist es offenbar so, daß jedesmal, wenn die Wetterlage[1]) ein Einströmen von kalten Luftmassen in wärmere begünstigt, eine Erhöhung der Störungszahlen eintritt. Es bestehen also zweifelsohne Zusammenhänge zwischen der Höhe der Störungszahlen und den Temperaturschwankungen in den einzelnen Luftschichten. Das kann jedoch nicht dazu führen, die

1) Die Wetterlage wurde jeweilig aus den Wetterkarten (Wetterbericht) der deutschen Seewarte ermittelt.

Temperaturschwankungen selbst als Ursache für die Störungen anzusehen; der Zusammenhang ist wahrscheinlich der, daß durch die verschiedenartige Temperatur der Luft und dem dadurch bedingten Gang anderer meteorologischer Elemente auf- und absteigende Luftströme (Konvektionsströme) hervorgerufen werden, die eine vertikale Durchrüttelung der Atmosphäre nach den Beobachtungen bis zu einer Höhe von 1200 bis 1500 m über dem Boden, zur Folge haben. — Insbesondere werden dadurch auch Verschiebungen ionisierter Luftschichten in vertikaler Hinsicht stattfinden, die dann zu den Störungen Veranlassung geben. Da die unterste dem Erdboden nahe Luftschicht durch Radioemanationen und dergleichen ständig ionisiert[1]) und durch die Konvektionsströme allmählich in die Höhe gehoben wird, muß solche Schichtung tatsächlich vorhanden sein. Dazu kommt dann noch, daß, da in den höheren Schichten der Atmosphäre gleichzeitig eine Ionisierung der Luft durch die Sonnenstrahlung stattfindet, durch die Konvektionsströme dort in umgekehrtem Sinne zur Schichtenbildung Veranlassung gegeben wird.

Das so Gefundene widerspricht in keiner Weise den vorher zwischen den periodischen Schwankungen der Störungszahlen und denen anderer meteorogischer Elemente erkannten Zusammenhängen; der Charakter dieser Elemente bei hohen Störungszahlen ist der gleiche, der auch das Entstehen von Konvektionsströmen begünstigt. — Im einzelnen sei noch auf folgendes hingewiesen: Infolge stärkerer Sonnenstrahlung und der dadurch bedingten größeren Erwärmung der Luft, sind die Konvektionsströme stärker im Sommer als im Winter, mächtiger am Nachmittag als am Morgen, intensiver über Land als über See, dagegen fast gar nicht vorhanden bei Nebel und tiefbedecktem Himmel. Das Verhalten der Störungszahlen entspricht diesem Verhalten der Konvektionsströme vollkommen. Nach Tabelle VI nehmen beispielsweise die Störungszahlen absolut genommen zu, je kontinentaler eine Station gelegen ist, oder besser einem je kontinentaleren Witterungstypus sie unterworfen ist. (Ständig niedrige Störungszahlen bei Norddeich, hohe bei Breslau.) — Auch die Abnahme der Staubzahl bei Zunahme der Störungen findet in dem Auftreten der Konvektionsströme ihre Erklärung insofern, als die Staubteilchen vom aufsteigenden Luftstrom mit in die Höhe gerissen werden, so daß ihre Zahl an der Erdoberfläche, wo sie gemessen wurde, abnehmen muß.

1) Untersuchungen darüber sind nach Hann, „Lehrbuch der Meteorologie (2. Aufl., S. 555) angestellt worden von Elster und Geitel, „Die Radioaktivität der Bodenluft" von Ebert über den Emanationsgehalt derselben und von Lincke.

II. Die Schwankungen der Empfangsintensität.

Die andere Art von Störungen, die beim Empfang funkentelegraphischer Zeichen auftritt, ist, wie zu Anfang dieser Arbeit gesagt wurde, die eines ständigen Schwankens der Empfangsintensität. Auch auf diesem Gebiet sind an der Versuchsfunkstelle in Strelitz in letzter Zeit zahlreiche Beobachtungen und Messungen gemacht worden. Die Station beschränkte sich dabei nicht einfach darauf, die Intensitätsschwankungen an der Hand der Lautstärkeschwankungen im Empfangstelephon festzustellen, und diese etwa mittels der Parallelohmmethode zu messen. Diese Art der Beobachtung erschien viel zu ungenau und wenig eindeutig, zumal da es auch hier galt, soweit möglich auf Grund der Beobachtungen eine Erklärung für die Intensitätsschwankungen in atmosphärischen Vorgängen zu finden. Dazu mußte aber die Empfangsintensität genau gemessen werden können. Nach zahlreichen Versuchen gelang es eine Methode herauszufinden, die gestattete, den beim Empfang im Antennenkreise fließenden Strom genau zu messen.[1]) Nachdem dann noch der Widerstand dieses Kreises bzw. der Dämpfungsfaktor[2]) für die in Betracht kommende Antenne und die Wellenlänge der aufzunehmenden Station bestimmt worden war, war es möglich, bei jeder Intensitätsmessung die Stärke der Komponente des elektrischen Feldes in Richtung der Antenne anzugeben. Damit waren sowohl absolut, wie auch relativ vergleichbare Werte geschaffen, und das Material, das nunmehr die täglichen Beobachtungen der Versuchsfunkstelle liefert, wird zur Klärung der Frage der Intensitätsschwankungen zweifelsohne späterhin noch von Bedeutung sein.

Beobachtungen dieser Art sind erst seit Dezember vorigen Jahres möglich gewesen. Die Ergebnisse sind in Tabelle VII zusammengefaßt, wobei Beobachtungszeit für alle Werte die Zeit von 10 bis 12 Uhr vormittags ist.[3])

---

1) Die Arbeiten wurden in Strelitz vom Verfasser gemeinsam mit Prof. Leithäuser ausgeführt; das Verfahren wird an anderer Stelle veröffentlicht werden.

2) Derselbe wurde bestimmt nach einem Verfahren von Pauli, das im Telegraphentechnischen Reichsamt ausgearbeitet und in der Zeitschrift für Physik veröffentlicht worden ist.

3) Mindestens einmal fast täglich werden in Strelitz beobachtet die Stationen: Rom, Stavanger, Carnarvon, Lyon, die ungefähr gleichweit von der Beobachtungsstation entfernt sind. Außerdem werden gelegentlich beobachtet die in der Nähe liegenden Großstationen: Nauen, Eilvese und Königswusterhausen. Hinzukommen sollen späterhin noch regelmäßig amerikanische Stationen für Beobachtungen auf sehr große Entfernungen.

Die aperiodische und periodische Änderung der Empfangs-intensität und atmosphärische Vorgänge.

Der allgemeine Gang der Empfangsintensität ist folgender: Nach Tabelle VII ist die Intensität nur selten von einem zum anderen Tage gleich. Die aperiodischen Schwankungen sind vielmehr wiederholt recht bedeutend und verteilen sich bezüglich der einzelnen Stationen so, daß sie entweder bei allen Stationen in gleichem Sinne verlaufen, oder es hat jede Station ihre besonderen Eigentümlichkeiten aufzuweisen, je nach dem sind dann auch die Ursachen, die für die Schwankungen verantwortlich gemacht werden müssen, universeller oder anderer Natur. In dieser Hinsicht konnten in Strelitz bisher folgende Feststellungen gemacht werden[1]): Der Gang der Empfangsintensität wurde wie zuvor bei den Störungszahlen mit den gleichzeitigen atmosphärischen Vorgängen, wie sie sich aus der jeweiligen Wetterlage ergaben, verglichen. Es zeigte sich in erster Linie und am deutlichsten in den Frühjahrsmonaten,[2]) daß jedesmal mit dem Auftreten eines Luftdrucksteigegebietes für die betreffende Gegend eine Zunahme der Empfangsintensität zu verzeichnen war. Nun sind aber die meteorologischen Verhältnisse in unserem Klima in solch einem Luftdrucksteigegebiet für gewöhnlich

---

1) Im folgenden ist auch auf das Material zurückgegriffen, das in Strelitz vor Beginn der in Tabelle VII mitgeteilten Intensitätsmessungen mit weniger zureichenden Meßmethoden dieser Art erworben wurde.

2) Es mag hier als Anmerkung die Diskussion der Beobachtungen der Empfangsintensität in Strelitz vom Mai 1920 Platz finden, wo die Verhältnisse in dieser Hinsicht besonders deutlich ausgeprägt waren. Am 1. 5. rückt ein Steiggebiet langsam von Westen her vor. Die Intensität steigt bis auf Stavanger bei allen Stationen daraufhin an. Bei der letzten Station scheint sich schon das am 3. 5. dort auftretende Fallgebiet bemerkbar zu machen, das dann auch die anderen Stationen nachher sämtlich beeinflußt, indem die Intensitäten abnehmen. Am 5. 5. ist ein Steiggebiet über Nordwest-Deutschland zu verzeichnen. Die Intensitäten steigen wieder allgemein an. Weiterhin fallen alsdann noch zusammen ein Steiggebiet über England mit einem Maximum der Intensität von Carnarvon am 7. 5., ein solches über Nordwesteuropa mit dem von Stavanger am 9. 5. Mit dem Abziehen des Steiggebietes über England nimmt die Intensität von Carnarvon wieder ab, um am 14. 5. mit dem Auftreten eines neuen, besonders kräftigen Steiggebietes wieder stark anzuwachsen. Mit dem Auftreten eines Fallgebietes über Norwegen am 13. 5. nimmt die Intensität von Stavanger langsam ab. Am 25. 5. gerät sie außerhalb des Meßbereichs der damaligen Apparatur. Das gleiche geschieht mit Lyon am 27. 5., nachdem am 25. 5. ein Tiefdruckgebiet von der Biskayasee herkommend, ein Fallen des Luftdruckes in diesen Gegenden verbunden mit stärkeren Gewitterstürmen verursacht hatte.

Tabelle VII.

Elektrische Feldstärken $\left(E = \cdots \times 10^{-5}\,\frac{\text{Volt}}{\text{m}}\right)$ der einzelnen Stationen nach Beobachtungen an der Versuchsfunkstelle Strelitz-Alt.

Datum	Dezember 1920							Januar 1921						
	Eilvese	Rom	Marion	Stavanger	Nauen	Carnarvon	Lyon	Eilvese	Rom	Marion	Stavanger	Nauen	Carnarvon	Lyon
1														
2														
3									15,6	2,7	14,0	821	19,3	29,6
4								360	18,0	2,3	30,3		18,4	32,2
5											18,5		21,1	27,8
6									16,8		29,2	811	19,3	33,0
7											28,1		13,8	34,8
8								426	20,4		18,4		25,8	36,5
9														
10									9,1		10,7		23,0	24,4
11									10,5	5,0	49,7	821	10,1	31,3
12								598	16,8		39,0		8,0	23,5
13						24,8	28,7	519			19,5		16,5	28,7
14		38,4				22,1	27,8		10,8		16,2	821	23,0	32,2
15				40,0		28,5	37,4		27,6		33,5		28,5	35,6
16		54,0	8,7	34,6		28,5	46,7							
17		30,0	9,9	17,3		23,0	27,0		18,0	3,5	30,3		29,4	32,2
18		34,8	5,0	14,0		21,2	29,6		24,0		29,2	884	21,1	35,6
19									18,0	3,5	19,5		23,0	
20		26,4	6,8	14,0		15,6	24,4		21,6		11,9		27,6	30,4
21		39,6	3,5	18,4	832	11,0	10,4				23,8		30,8	28,7
22		22,8		54,0		4,04	15,7	506					17,5	40,9
23		21,6				25,8	22,6							
24		28,8	2,1	18,4	769	15,6	30,4				26,0		18,4	28,7
25											35,7	750	11,0	37,4
26											21,6		27,6	31,3
27		20,4	4,2	14,0	697	17,5	24,4		32,4		21,6		29,4	34,8
28		14,4	3,2	18,5	707	18,4	31,3		37,2				28,5	37,4
29		28,8	2,3	9,5		17,5	26,1		24,0		27,0		26,6	24,8
30		22,8	2,7	6,8	780	15,6	27,0							
31	506		2,7	14,0	728	16,5	33,9		32,4		29,2	811		20,9

Datum	Februar 1921						März 1921				
	Eilvese	Rom	Stavanger	Nauen	Carnarvon	Lyon	Rom	Stavanger	Nauen	Carnarvon	Lyon
1	545	26,4	33,5		13,8		21,6	48,6		6,4	21,7
2			33,5		25,7	32,2	32,4	36,8		9,2	22,6
3			25,9		10,1	20,9	26,4	51,8	873	11,9	24,3
4			38,9		15,6	24,3	21,6	62,6		9,2	23,5
5	598	27,6	57,3	852	11,9	27,8		33,5		11,0	24,3
6											
7		40,8	32,4		28,9	35,6	14,4			13,8	27,0
8		34,8	33,5		28,0	47,8	25,2	30,3		15,6	28,8
9		36,0	57,3		25,8	49,6	44,4	24,8		21,2	27,9
10		49 2	55,1			39,1	46,8	41,1		11,0	26,1
11		25,2			17,4	37,4	33,6	30,3		16,6	27,9
12		27,6	34,6		17,4	35,6	49,3	30,3		27,6	37,4
13											
14		12,0			17,4	38,3	44,4	37,9		24,8	39,3
15		24,0	41,1		10,1	29,6	49,3	32,4			37,4
16		16,8		833	9,2	22,6					
17		18,0	54,0		6,4	22,6		63,6		26,6	44,4
18							36,4	45,4	854	21,2	32,2
19		42,0	33,5		11,0	28,6	33,6	37,9		25,6	41,7
20											
21			64,8		19,3	22,6	44,4	28,1		36,9	43,5
22		27,6	35,6		35,0	30,4	32,4	42,2		19,3	33,1
23		38,4	64,8		23,0	24,3	34,8	35,6		24,8	33,9
24		13,2	64,8		13,8	26,1	36,0	34,5		20,8	40,0
25		20,4	37,8		22,0	34,8					
26		20,4	48,6		16,5	24,3					32,2
27											
28		10,8	54,0		9,2	22,6					
29							68,6			29,4	
30							40,9	41,0		25,7	39,1
31							39,6	49,7		23,0	36,5

die: Drehen des Windes nach W bis NW, meist mit einer Zunahme seiner Stärke in der Höhe verbunden, Abkühlung und Aufheiterung. Das würde also bezüglich der aperiodischen Schwankung der Empfangsintensität bedeuten: Intensitätzunahme tritt ein bei steigendem Luftdruck, fallender Temperatur, Bewölkungsabnahme und Windzunahme.

Eine periodische Schwankung der Empfangsintensität ist bei dem Strelitzer Beobachtungsmaterial vorläufig noch nicht erkennbar. Nach Beobachtungen, die von anderer Seite in dieser Hinsicht angestellt worden sind, ist sie jedoch vorhanden.

Mosler[1]) hat während eines ganzen Jahres vom Februar 1912 bis Januar 1913 Empfangsmessungen angestellt und bei den Nachtbeobachtungen zwei Maxima im Frühjahr und Herbst gefunden. Dagegen findet L. W. Austin[2]) aus Tag- und Nachtmessungen zusammengenommen Maxima im Dezember und Januar, Minima im Juni bis August. Das letzte Ergebnis wollen wir seines universellen Charakters wegen unseren weiteren Betrachtungen zugrunde legen.

Bezüglich einer täglichen Periode haben Strelitzer Beobachtungen der Station Stavanger, die im Oktober 1920 an mehreren Tagen in der Zeit von 3 Uhr nachmittags bis 9 Uhr abends angestellt wurden, ergeben, daß regelmäßig zum Abend ein Anstieg der Intensität eintritt. Besonders stark, geradezu sprunghaft war derselbe in der Zeit kurz nach Sonnenuntergang gegen 5 Uhr nachmittags. — Das Ergebnis wird bestätigt durch alle anderen Beobachtungen und Erfahrungen, die man bisher in dieser Hinsicht gemacht hat. Dort wurden auch zur Zeit des Sonnenauf- und Unterganges stets besonders starke Schwankungen der Intensität festgestellt, während anderseits die Nachtbeobachtungen gewöhnlich höhere Intensitäten aufwiesen, als die Tagbeobachtungen.

Beim Vergleich der periodischen Schwankungen der Empfangsintensität mit den gleichzeitigen Schwankungen der meteorologischen bzw. luftelektrischen Elemente zeigen sich im allgemeinen ähnliche Zusammenhänge, wie vorher bei den aperiodischen Schwankungen.

Auf der vergleichenden Übersicht (Tabelle V) sind genau, wie für die Störungszahlen, auch für die Intensitäten die mit den Maxima bzw. Minima derselben zusammenfallenden Maxima, Minima usw. der anderen Elemente kenntlich gemacht. Es fallen demnach unter anderem zu-

1) H. Mosler, „Intensitätsmessungen radiotelegraphischer Zeichen zu verschiedenen Jahres- und Tageszeiten." Elektrot. Ztschr. 35, 1913. Jahrb. f. drahtl. Telegr. 8, S. 360, 1914.

2) L. W. Austin, „Änderung der Stärke radiotelegraphischer Signale mit der Jahreszeit." Jahrb. f. drahtl. Telegr. 12, S. 68, 1918.

sammen: Maxima der Empfangsintensität mit steigendem Luftdruck, fallender Temperatur, sowie Minima der Windstärke am Boden, aber Maxima in der Höhe. Dagegen Minima der Empfangsintensität fast überall mit den entgegengesetzten Extremen bzw. Tendenzen im Gange der einzelnen Elemente, darunter auch mit einer Bewölkungszunahme. Hinsichtlich der luftelektrischen Elemente fallen Maxima und steigende Tendenzen der Leitfähigkeit zusammen mit Maxima der Empfangsintensität, aber bemerkenswerterweise nur, wenn man den Gang der Leitfähigkeit in einer gewissen Höhe über dem Erdboden zum Vergleich heranzieht[1]); am Boden sind die Verhältnisse in dieser Beziehung nicht eindeutig und widersprechen im jährlichen Gang dem Vorhergehenden sogar. Nach den so gefundenen Zusammenhängen scheint nun zwar die Ansicht K. Fischers[2]), daß das Vorhandensein eines Tiefdruckgebietes die Ausbreitung der Empfangsintentät begünstigt, nicht zutreffend zu sein. Viel eher ließ sich das von einem Hochdruckgebiet in der Luftdruckverteilung, oder besser noch von dem Übergang eines Tiefdruckgebietes in ein Hochdruckgebiet sagen.

Zu einem solchen Schluß muß man auch kommen, wenn man die Beziehungen betrachtet, die zwischen der Höhe der Leitfähigkeit und dem Staubgehalt der Luft in größerer Höhe gefunden worden sind. Die Leitfähigkeit nimmt dort mit zunehmenden Staubgehalt ab.[3]) In Tiefdruckgebieten wird aber nun infolge des aufsteigenden Luftstromes der Staubgehalt dort stets ziemlich groß sein, in Hochdruckgebieten dagegen wird der Staub aus entgegengesetzten Gründen in den unteren Luftschichten zurückgehalten, so daß die Leitfähigkeit in der Höhe groß sein muß, wodurch die Intensität anwachsen wird. Da diese Erscheinungen in den Frühjahrsmonaten wegen der dann herrschenden extremen Temperaturverteilung in erster Linie stark ausgeprägt sind, erklärt es sich auch, warum wir früher beim Vergleich der aperiodischen Schwankungen der Empfangsintensität mit den atmosphärischen

---

1) Der der Übersicht zugrunde liegende Gang der Leitfähigkeit in größerer Höhe beruht auf Beobachtungen, die auf Bergstationen (3000 m) gemacht worden sind, wo der Gang ein Minimum im Mittag, eine Zunahme zum Abend aufweist (vgl. Tabelle IV).

2) K. Fischer, „Über die Wahrscheinlichkeit eines Einflusses meteorologischer Verhältnisse auf funkentelegraphische Reichweiten? Elektr. Ztschr. **14**, S. 339, 1911.

3) Ergebnis der Beobachtungen: Conrad für den Sonnenblick, Ficker und Defant für den Patscherkofel. (Hann, „Lehrbuch der Meteorologie". 2. Aufl., S. 555.) Vgl. auch: Gockel, „Die Luftelektrizität". S. 59.

Vorgängen gerade in dieser Jahreszeit die besten Zusammenhänge finden konnten.

Als letztes sei nun noch auf die Beziehungen hingewiesen, die sich auf Grund der Beobachtungen zwischen dem Gang der Störungszahlen und dem der Empfangsintensität ergeben (siehe vergleichende Übersicht, Tab. V). Im jährlichen Gang fallen hier zusammen ein Maximum der Intensität mit einem Minimum der Störungszahlen, ein Minimum der ersteren mit einem Maximum der letzteren. Im täglichen Gang dagegen ist diese umgekehrte Periodizität beider bei weitem nicht so klar ausgeprägt.

Hier ist beim Maximum der Störungszahlen die Intensität bereits im Ansteigen begriffen, während sie beim Minimum schon abnimmt. Diese Erscheinung kommt in der Praxis der Brauchbarkeit der drahtlosen Telegraphie als Nachrichtenübermittlerin zugute, insofern als bei stärkeren Störungen der Empfang in vielen Fällen noch möglich ist.

Theorien zur Erklärung der Empfangsintensitätsschwankungen.

Die Schwankungen der Empfangsintensität, für die wir mit den gleichzeitigen atmosphärischen Vorgängen manche Zusammenhänge feststellen konnten, dürften besonders da, wo ein sehr starkes Anwachsen der Intensität, z. B. in Strelitz am 10. 6. und 22. 6. 20, wahrzunehmen ist, oder wo die Wellen aus sehr großer Enfernung zu uns kommen, in den beobachteten atmosphärischen Vorgängen allein nicht ihre Erklärung finden. In diesen Fällen müssen noch andere Ursachen, die z. T. kosmischen Ursprungs sein dürften, eine größere Rolle spielen. Mit diesen Ursachen befassen sich auch die meisten Theorien, die bisher zur Erklärung der Intensitätsschwankungen aufgestellt worden sind. So die Annahme von einer Heavisideschicht, die Eccles[1]) aufstellt. Es ist dies eine Schicht in höchster Höhe der Atmosphäre, die durch ultraviolette Sonnenstrahlung infolge der dort herrschenden geringen Dichte und der damit verbundenen starken Intensität der Strahlung besonders stark ionisiert wird, so daß dort dauernd, wie sich nach Mosler[2]) aus spektroskopischen Untersuchungen in der Nacht (gelblich-grüne, dem Krypton zugeschriebene und für das Nordlicht charakteristische Spektrallinien) ergibt, nordlichtartige Ionisationszustände

1) W. H. Eccles, „Über die Fortpflanzung elektrischer Wellen über die Oberfläche des Erdballes begleitende Erscheinungen". Jahrb. f. drahtl. Telegr. 7, S. 191, 1913.

2) H. Mosler, „Intensitätsmessungen usw." vgl. Anm. 2, S. 9.

herrschen. Diese Schicht muß, so meint Eccles, auf die Wellen wie ein Spiegel wirken, so daß dieselben starke Reflexion erleiden. Je nachdem nun das Verhalten der tiefer liegenden Schichten ist, treten diese Reflexionen das eine Mal mehr, das andere Mal weniger an der Erdoberfläche in Erscheinung, was einem Schwanken der Empfangsintensität gleichkommt.

In bestimmter Hinsicht, wenigstens was das Vorhandensein einer stark ionisierten Schicht in gewisser Höhe der Atmosphäre angeht, schließt sich dieser Anschauung die Ullers[1]) an. Uller unterscheidet zwei gut leitende Schichten bzw. Flächen. Die eine ist die Erdoberfläche selbst, die andere die gut leitende Schicht in der Höhe unserer Atmosphäre; nach Uller an der Grenze zwischen Tropo- und Stratosphäre zu suchen. — Zwischen beiden Flächen pflanzen sich die elektrischen Wellen fort, wobei die Flächen selbst als Führungsschichten zu betrachten sind. Je nachdem nun, ob sich jetzt diese beiden Hüllflächen, wie sie Uller nennt, einander nähern, oder entfernen, muß einmal eine Energiekonzentration, das andere Mal das Gegenteil davon stattfinden; das heißt die Empfangsintensität muß entsprechenden Schwankungen ausgesetzt sein.

Nun ist aber auch schon Uller der Ansicht, daß für die Ausbreitung der Wellenenergie nicht nur diese beiden Flächen allein maßgebend sind, auch an anderen Stellen unserer Atmosphäre befinden sich vielmehr solche besser leitenden Schichten, die hierfür von Bedeutung sein können. Es sind dies in erster Linie die sog. Unstetigkeitsflächen in der Atmosphäre, die, wie die aerologischen Beobachtungen zeigen, besonders auch in den unteren Schichten der Atmosphäre anzutreffen sind.

Das was hier vorher über den Zusammenhang der Intensitätsschwankungen mit anderen Vorgängen in der Atmosphäre, in erster Linie solchen in der Nähe des Erdbodens gesagt wurde, wird, da sie die Bildung dieser Schichten bestimmend beeinflussen, mit dazu beitragen, die Unklarheiten, die über den Einfluß solcher Unstetigkeitsflächen auf das Schwanken der Empfangsintensität heute noch herrschen, zu beseitigen, besonders wenn es möglich ist, auch die aerologischen Beobachtungen bei der Untersuchung mit heranzuziehen.

1) K. Uller, „Die elektromagnetische Zweimittelplanwelle". Jahrb. f. drahtl. Telegr. 15, S. 2, 1920.

Über Verlustmessung bei hohen Frequenzen.

(Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt.)[1]

Von **F. Trautwein.**

A. Einleitung.

Zur Verlustmessung bei hohen Frequenzen ist die Resonanzmethode nach Bjerknes am gebräuchlichsten. Sie ist neuerdings von H. Pauli[2]) unter Berücksichtigung der Bedingungen bei kontinuierlichen Schwingungen theoretisch und praktisch vervollkommnet worden und leistet zur Messung des in Schwingungskreisen auftretenden gesamten Wirkwiderstandes sehr gute Dienste. Diese Methode ist jedoch anscheinend noch nicht auf die Messung sehr großer und sehr kleiner Wirkwiderstände ausgedehnt worden. Insbesondere zur Messung sehr kleiner Verluste z. B. der dielektrischen Verluste von Kondensatoren kommen auch bei Hochfrequenz die Nullmethoden immer noch in erster Linie in Betracht. Über die Übertragung der bei mittleren Frequenzen üblichen Brückenmethode auf Messungen bei den in der drahtlosen Telegraphie gebräuchlichen Periodenzahlen liegen bereits einige Veröffentlichungen vor, in denen die zu überwindenden, teilweise recht erheblichen experimentellen Schwierigkeiten eingehend erörtert sind.[3])[4])

B. Die Differentialmethode.

Besonders zweckmäßig ist die Vereinigung des Nullzweigs und der beiden festen Vergleichszweige einer Brückenanordnung zu einem „Differentialtransformator" nach dem Vorschlage von Herrn Prof. H. Hausrath.[4]) Nach dieser Differentialmethode hat Hund eine Reihe recht genauer Messungen bei gedämpften Schwingungen (Löschfunken-

1) Die vorliegende Arbeit steht in engem Zusammenhang mit den Untersuchungen des Verf. über „Die Elektronenröhre in der elektrischen Meßtechnik" (Telegraphen- und Fernsprechtechnik, IX. Jahrg., S. 101, und X. Jahrg., S. 69), und ist teilweise im Elektrotechnischen Institut der Techn. Hochschule zu Karlsruhe (Baden) ausgeführt worden.

2) Pauli, Jahrb. f. drahtl. Telegraphie, Jahrg. 1921, S. 322.

3) Kaposi, Diss. Darmstadt 1914. Referat im Jahrbuch der Elektrotechnik 1914, S. 190.

4) Hund, Diss. Karlsruhe 1913, Referat Jahrb. der Elektrotechnik 1913, S. 199; Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum, dritte Auflage, S. 107.

Ferner: Arbeiten aus dem Elektrotechnischen Institut der Techn. Hochschule Karlsruhe (J. Springer, Berlin 1921).

erregung) durchgeführt. Die Vorteile der Differentialmethode gegenüber der Widerstands- oder Kapazitätsbrücke bestehen hauptsächlich in der Beschränkung auf zwei abzugleichende Zweige gegenüber vier Zweigen bei der Brückenmethode und in der Möglichkeit, durch Wahl des geeigneten Übersetzungsverhältnisses im Differentialtransformator die maximale Leistungsaufnahme des verwendeten Nullindikators zu erzielen, wofür bei den Brückenmethoden ein besonderer Transformator in den Brückenzweig eingeführt werden müßte. Die Theorie des Differentialtransformators sowie Angaben über die experimentelle Durchführung der Methode sind in der Arbeit von Hund enthalten. Im folgenden sollen noch einige ergänzende Betrachtungen über die erreichbare Meßgenauigkeit und den Einfluß verschiedener Arten von Nullstromschaltungen angestellt und über die experimentelle Durchführung der Methode bei Verwendung von Elektronenröhren zur Schwingungserzeugung und als Meßgeräte berichtet werden.

C. Empfindlichkeit der Differentialmethode.

Die Empfindlichkeit der Differentialmethode ist ähnlich wie die der Brückenmethode allgemein bestimmt durch den Leistungsumsatz in der Meßanordnung und die Empfindlichkeit des verwendeten Nullindikators. Bekanntlich ist die Empfindlichkeit einer gegebenen Brückenanordnung der zugeführten Stromstärke proportional. Dasselbe gilt für eine Differentialanordnung. Man ist aber für viele Messungen nicht in der Lage, die Stromstärke beliebig zu steigern, da die Meßobjekte häufig nicht hoch belastet werden dürfen. Handelt es sich z. B. um die Bestimmung des Verlustwinkels eines Papierkondensators von 0,001 μF, wie er z. B. für billige Empfänger (Zeitsignal, Pressedienst, Hochfrequenztelephonie) in Betracht kommt, so ist der maximal zulässige Strom recht gering. Solche Kondensatoren sind meistens mit einer Gleichspannung von 120 V geprüft und dürfen auch nicht wesentlich höher belastet werden. Da bei Wechselstrom die Scheitelspannung als Durchschlagsspannung in Betracht kommt, wird man mit nicht mehr als effektiv 100 V rechnen dürfen. Bei einer Wellenlänge von 10 000 m (Kreisfrequenz ω = ca. $2 \cdot 10^5$) ergibt sich eine Stromstärke $J = V\omega C = 0{,}02$ A. Bei manchen Untersuchungen handelt es sich darum, die Verluste in Abhängigkeit von der Belastung, also auch für kleine Stromstärken zu bestimmen. Man muß demnach bestrebt sein, die Methode so auszubilden, daß auch für geringe Belastung des Meßobjekts noch die gewünschte Genauigkeit der Messung erreicht wird. Bei der Wheatstoneschen Brücke für Gleichstrom oder

mittelfrequenten Wechselstrom kann man die Empfindlichkeit dadurch steigern, daß man in dem das Meßobjekt nicht enthaltenden Brückenarm eine größere Stromstärke zuläßt. Diese Maßnahme ist aber bei den hohen Frequenzen der drahtlosen Telegraphie recht bedenklich, da bei einem von 1 : 1 verschiedenen Verhältnis der Brückenarme bzw. der Differentialzweige infolge unsymmetrischer Verteilung der Störkapazitäten ein völliges Verschwinden des Nullstroms und damit eine genaue Abgleichung unmöglich ist. Diese Schwierigkeiten werden bei Messungen im Bereich der Fernsprechfrequenzen durch den Wagnerschen Hilfszweig[1]) überwunden. Die Verwendung eines stärkeren Stromes in dem das Meßobjekt nicht enthaltenden Zweig hat aber noch andere Nachteile: Die Messung eines Verlustkondensators führt zu dem Vergleich mit einem Luftkondensator in Reihe mit einem Ohmschen Widerstand. Als für Hochfrequenz geeignete Vergleichswiderstände kommen gerade ausgespannte dünne Manganin- oder Konstantandrähte in Frage, deren Gleichstromwiderstand von dem Wechselstromwiderstand nicht erheblich abweicht. Sobald man aber wegen höherer Stromstärken zu dickeren Widerstandsdrähten übergehen muß, kommt der Widerstandszuwachs durch Stromverdrängung in Betracht, der allenfalls durch umständliche Nebenmessungen oder unsichere Berechnungen ermittelt werden könnte. Die höhere Stromstärke könnte überdies nur dadurch erreicht werden, daß die Vergleichskapazität sehr hoch gewählt wird. Nun sind aber Luftkondensatoren von mehr als 10^{-2} μF bereits unförmig groß und erschweren einen symmetrischen Aufbau der Versuchsanordnung. Hat das Meßobjekt selbst große Kapazität (z. B. Blockkondensatoren zum Abriegeln von Gleichstrom), so kommt, um einen Vergleich mit Luftkondensatoren zu ermöglichen, gerade das umgekehrte Verhältnis der Brückenarme in Betracht. Bei beschränkter Belastbarkeit des Meßobjekts wird dann die zugeführte Stromstärke und damit die erreichbare Empfindlichkeit gering. (Wie später gezeigt wird, kann man jedoch um einen Vergleich mit Luftkondensatoren zu ermöglichen, dem Meßobjekt eine bekannte verlustfreie Kapazität vorschalten.) All diese Gründe sprechen gegen ein Abweichen von der einfachen und daher ein Minimum von Fehlerquellen enthaltenden Differentialanordnung.

Unter welchen Bedingungen die größte Empfindlichkeit mit der Differentialmethode erreicht wird, ergibt sich aus einer Betrachtung

---

1) K. W. Wagner und Wertheimer, Phys. Ztschr., 13. Jahrgang, 1912, S. 368.

der Spannungs- und Stromverteilung in den beiden Differentialzweigen. Wie bereits von Hund dargelegt, ist für die Wirkung auf den Nullindikator der in den beiden Primärwicklungen des Differentialtransformators als allein vorhanden angenommene Differenzstrom maßgebend. Wir beschränken unsere Betrachtung zunächst auf diesen Differenzstrom und sehen ferner von dem Einfluß des Nullstromkreises auf die beiden Differentialzweige vorläufig ab. In den Verzweigungspunkten (s. Fig. 1) werde eine konstante Wechselspannung von der Kreisfrequenz

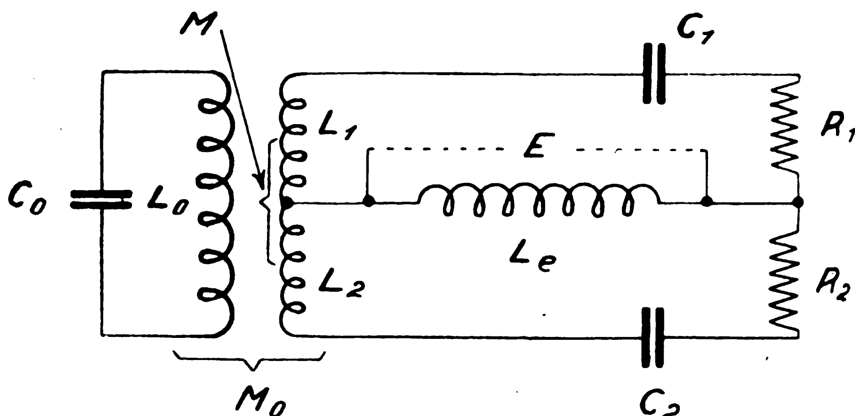


Fig. 1.

ω aufgedrückt. Diese Frequenz soll der Eigenfrequenz des aus der Erregerselbstinduktion L_e und den parallel geschalteten Zweigen L_1, C_1, R_1 und L_2, C_2, R_2 gebildeten Kreises entsprechen, die z. B. durch einen an L_0 angelegten negativen Widerstand (Röhrengenerator in Spannungsteilerschaltung, vgl. Fig. 2) angeregt wird. Wir nehmen an, daß alle Induktivitäten (L_1, L_2 und die Gegeninduktivität M) in den Differentialwindungen, alle Kapazitäten in C_1 und C_2, alle Widerstände in R_1 und R_2 konzentriert sind. Da die Verzweigungspunkte den beiden Differentialzweigen gemeinsam sind, haben beide Zweige an diesen Punkten dieselbe Spannungsdifferenz. Es gilt also die Beziehung:

$$\left.\begin{aligned} j\,\omega\,L_1\,\mathfrak{J}_1 - j\,\omega\,M\,\mathfrak{J}_2 + \frac{\mathfrak{J}_1}{j\,\omega\,C_1} + \mathfrak{J}_1\cdot R_1 &= \\ j\,\omega\,L_2\,\mathfrak{J}_2 - j\,\omega\,M\,\mathfrak{J}_1 + \frac{\mathfrak{J}_2}{j\,\omega\,C_2} + \mathfrak{J}_2\cdot R_2 & \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

Da die Phasenbeziehung zwischen J_1 und J_2 noch unbekannt ist, schreiben wir diese Größen als Vektoren. Durch Ordnen der Glieder entsteht die Proportion:

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{j\,\omega\,L_2 + j\,\omega\,M + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_2} + R_2}{j\,\omega\,L_1 + j\,\omega\,M + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_1} + R_1}$$

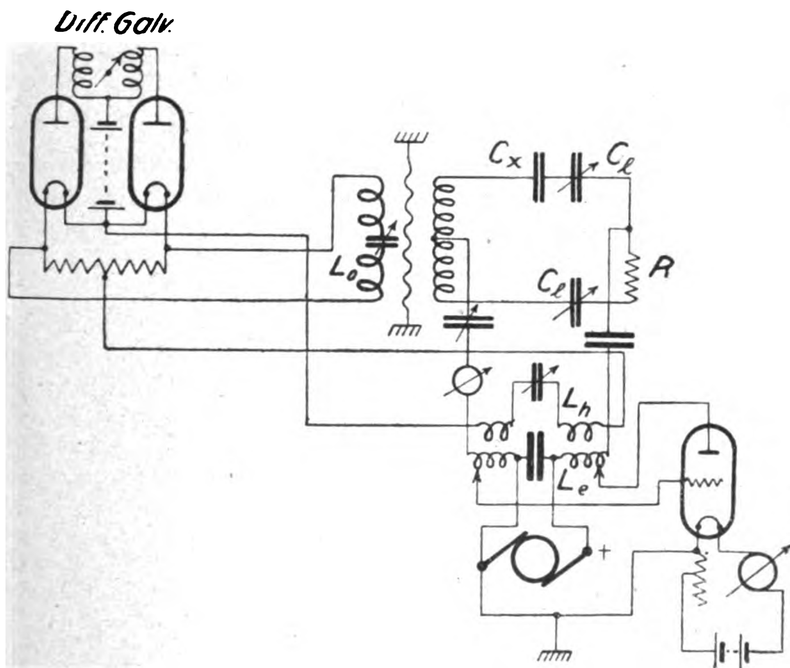


Fig. 2.

Es ergibt sich demnach auch bei induktiver Kopplung der beiden Zweige eine dem zweiten Kirchhoffschen Gesetz entsprechende Beziehung. Der Differenzstrom ist also:

$$\mathfrak{J}_1 - \mathfrak{J}_2 = \frac{j\,\omega\,L_2 - j\,\omega\,L_1 + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_2} - \dfrac{1}{j\,\omega\,C_1} + R_2 - R_1}{j\,\omega\,L_1 + j\,\omega\,M + \dfrac{1}{j\,\omega\,C_1} + R_1} \cdot J_2 \quad (2)$$

Da lediglich die Aufgabe gestellt ist, die Verluste zu messen, soll

zunächst nur der Einfluß einer kleinen Ungleichheit der Wirkwiderstände untersucht werden. Hierzu sei angenommen, daß die Blindwiderstände in den beiden Differentialzweigen gleich gemacht sind. Dann verschwinden in Gleichung (2) im Zähler der rechten Seite die Blindwiderstände und man erkennt leicht, daß der Differenzstrom ein Maximum wird, wenn $j\omega L + j\omega M = -\frac{j}{\omega C}$ wird. Dabei ist $L_1 = L_2$ mit L, $C_1 = C_2$ mit C bezeichnet. Die Induktivität des Differenzstromkreises ist $2L + 2M$, seine Kapazität ist $\frac{C}{2}$. Wählen wir $2\omega L + 2M = \frac{2}{\omega C}$, so ist die Bedingung für maximalen Differenzstrom erfüllt; der Differenzstromkreis muß also auf die Kreisfrequenz ω des Gesamtsystems abgestimmt werden. J_1 und J_2 und folglich auch $(J_1 - J_2)$ sind jetzt phasengleich. Wir wählen diese Phase als Bezugsphase und schreiben:

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{R_2}{R_1}, \qquad J_1 - J_2 = \frac{(R_2 - R_1)\cdot J_2}{R_1} \tag{3}$$

Infolge der Abstimmung verschwinden also im Differenzstromkreis die Blindwiderstände und es ergibt sich eine einfache Beziehung, aus der man z. B. den bei einer kleinen Verschiedenheit der Wirkwiderstände auftretenden Differenzstrom berechnen kann. Die abgeleitete Beziehung lehrt ferner, daß man ohne Verzicht auf die Empfindlichkeit einen Blindwiderstand in den Differenzstromkreis einführen kann, sofern die Resonanzbedingung wieder erfüllt wird. Man kann also, wie oben erwähnt, einen Verlustkondensator großer Kapazität einen verlustfreien vorschalten, um den Vergleich mit einem Luftkondensator geringerer Kapazität und die Messung bei kürzeren Wellenlängen zu ermöglichen. In ähnlicher Weise kann man einem Verlustkondensator von geringer Kapazität einen verlustfreien parallel schalten, um die Wellenlänge zu vergrößern. Da man die vor- oder parallelgeschaltete Kapazität messen kann, kann man den Widerstandsoperator des Meßobjekts berechnen. Man faßt hierzu zweckmäßig bei Serienschaltung den Verlustkondensator als eine reine Kapazität in Reihe mit einem Ohmschen Widerstand, bei Parallelschaltung als eine ebensolche mit parallelgeschaltetem Ohmschen Widerstand auf. Zu diesen Annahmen ist man berechtigt, da man einen Widerstandsoperator durch Messung lediglich hinsichtlich seines reellen und imaginären Teiles erfassen kann. Ob ein komplexer Widerstand durch Serien- oder Parallel-

schaltung von Wirk- und Blindwiderstand erstanden zu denken ist, kann man nur nach der physikalischen Natur des Meßobjektes beurteilen.[1] Die Einführung eines verlustfreien Kondensators in den die Unbekannte enthaltenden Zweig ermöglicht ferner die Messung von Spulenverlusten, ohne daß man, wie sonst bei Nullmethoden üblich, eine andere Spule als Vergleichsobjekt benötigt. Man wählt hierzu die vorgeschaltete Kapazität so, daß $\frac{1}{j\,\omega\,C_1} > j\,\omega\,L_x$ bleibt, wenn L_x die Induktivität des Meßobjekts bedeutet; die Kapazität im Vergleichszweig muß dann der Bedingung genügen: $-\frac{1}{\omega\,C_2} = -\frac{1}{\omega\,C_1} + \omega\,L_x$.

Die Beziehung (3) zeigt weiter, daß der Differenzstrom und damit die Empfindlichkeit der Methode dem Wirkwiderstand im Differenzstromkreis umgekehrt proportional ist. Man wird daher nicht mehr Widerstand einführen, als zum Abgleichen des Meßobjekts erforderlich ist. Um den Wirkwiderstand des Differentialtransformators möglichst klein zu halten, werden die Differentialwicklungen aus einem nach Rendahl verflochtenen Litzenband von großem Gesamtquerschnitt hergestellt (s. unter E).

Die Abstimmung des Differenzstromkreises auf die Grundfrequenz hat noch eine andere wichtige Bedeutung: Würde man sie nicht beachten, so könnte leicht der Differenzstromkreis zufällig auf eine höhere Harmonische der Grundfrequenz abgestimmt sein. Auch wenn eine solche Resonanz nicht genau vorhanden ist, so besteht doch die Wahrscheinlichkeit, daß der Scheinwiderstand des Differenzstromkreises für höhere Frequenzen geringer ist als für die Grundfrequenz, da die Kapazität nur $^1/_4$ der des Erregerkreises ist und man beim Bau des Differentialtransformators, um den Wirkwiderstand möglichst klein zu halten, leicht versucht ist, eine geringe Windungszahl zu wählen. Man kann den Erreger- und Differenzstromkreis als zwei gekoppelte Kreise auffassen (ähnliches gilt für die Brücke, welche Induktivitäten und Kapazitäten enthält), wobei der Kopplungsfaktor bei Abgleichung zu Null wird, trotzdem beide Kreise gemeinsame Teile enthalten. Die Abgleichung gilt aber im allgemeinen nur für die Grundfrequenz, ist also der Erregerstrom nicht einwellig, so kann eine Kopplung für die höheren Harmonischen bestehen bleiben, wodurch ein vollständiges

1) Über Formeln zur Umrechnung der einen Ersatzschaltung in die andere vgl. z. B. Hausrath, Diff.-Methode usw. Nernst-Festschrift 1912, ferner Orlich, Kapazität und Induktivität S. 110, Hund, a. a. O. S. 12.

Verschwinden des Nullstroms und damit eine genaue Messung unmöglich wird. Die Abstimmung des Differenzstromkreises wirkt demnach ähnlich wie ein Zwischenkreis, man kann daher an den Erregerkreis unbedenklich einen negativen Widerstand unmittelbar anlegen, selbst, wenn bei der gewählten Erregungsweise Oberschwingungen nicht ganz vermieden werden. Dadurch wird eine erhebliche experimentelle Vereinfachung gegenüber der Zwischenkreiserregung erzielt, da der negative Widerstand stets die für jede Einstellung vorhandene Eigenfrequenz anregt. Eine Zwischenkreiserregung kann höchstens dann in Betracht kommen, wenn die Wirkwiderstände sehr hoch sind, so daß eine Röhre, die zur unmittelbaren Erregung erforderliche Spannung infolge ihrer inneren Eigenschaften nicht liefern kann.

Wir haben bei den bisherigen Betrachtungen den Einfluß des Sekundärkreises des Differentialtransformators, welcher den Nullindikator enthält, auf den Differenzstromkreis außer Betracht gelassen. Die im Sekundärkreis — im folgenden als Nullstromkreis bezeichnet — induzierte EMK. ist:

$$\mathfrak{E}_0 = j\,\omega\,M_0\,(\mathfrak{J}_1 - \mathfrak{J}_2)$$

wobei M_0 die Gegeninduktion zwischen dem Differenz- und dem Nullstromkreis bedeutet. Der im Nullstromkreis entstehende Strom $\mathfrak{J}_0$ induziert in dem Differenzstromkreis die Spannung $-j\,\omega\,M_0 \cdot \mathfrak{J}_0$. Wir beschränken uns zunächst auf den Fall der Abstimmung des Nullstromkreises auf die Kreisfrequenz ω, denn nur in diesem Fall werden Abstimmung und Phasenverhältnisse im Differenzstromkreise nicht gestört. Diese Abstimmung ist nur möglich, wenn die Kopplung loser als die „kritische Kopplung" ist, oder diese höchstens erreicht.[1]) Der Strom $\mathfrak{J}_0$ ist dann in Phase mit der Spannung $\mathfrak{E}_0$, also gegen den Differenzstrom um 90^0 verschoben. Statt von einer induzierten Spannung kann man auch von einem induzierten Widerstand sprechen.[1]) Bei Abstimmung ist der induzierte Widerstand:

$$R_i = \frac{\omega^2 M^2}{R_0}$$

wobei R_0 den Widerstand des Nullstromkreises bedeutet, welcher im wesentlichen durch den Nullindikator bestimmt wird. Der von dem Nullstrom in dem Differenzstromkreis induzierte Widerstand R_i ist also im Falle der Abstimmung rein ohmisch, ihm entspricht eine Leistung $(J_1 - J_2)^2 \cdot R_i$, die in den Nullstromkreis übergeführt wird.

1) Näheres hierüber vgl. z. B. Heegner, Arch. f. El., Bd. IX, S. 127, Pauli, Anm. 1.

Die Gleichung (3) ist also unter dieser Voraussetzung auch für den Fall richtig, daß der Nullstromkreis eingeschaltet ist, da der induzierte Widerstand wegen der Symmetrie der Differentialspulen in beide Differentialzweige zu gleichen Teilen eingeht. R_1 und R_2 in Gleichung (3) sind für eingeschalteten Nullstromkreis je um die Hälfte des induzierten Widerstandes erhöht zu denken.

Bekanntlich erreicht bei gegebener EMK. und gegebenem Widerstand des Schließungskreises die Empfindlichkeit einer Meßanordnung dann ein Maximum, wenn ihr Widerstand gleich dem des Schließungskreises ist. Man wird also das Übersetzungsverhältnis im Differentialtransformator am besten so wählen, daß der induzierte Widerstand gleich der Summe der Wirkwiderstände im Differenzstromkreis wird. Dann wird gerade die halbe im Differenzstromkreis umgesetzte Leistung in den Nullstromkreis übergeführt. Es wäre am günstigsten, wenn durch eine veränderliche Kopplung zwischen Null- und Differenzstromkreis für jede Messung die günstigste Bedingung eingestellt werden könnte. Zu diesem Zweck wäre ein nach Art der Drehvariometer ausgebildeter Differentialtransformator geeignet. Eine solche Anordnung hat bei Messungen an Spulen aber den Nachteil, daß zwei Richtungen im Raume mit Induktionskraftlinien ausgefüllt werden, die dritte Richtung ist bereits durch die Spule L_e belegt. Es ist daher nicht mehr möglich, das Meßobjekt so zu orientieren, daß es frei von induktiven Einflüssen bleibt. Technisch einfacher ist es, sich bei koaxialen Spulen auf einzelme feste Übersetzungsverhältnisse zu beschränken, die den in Betracht kommenden Nullindikatoren und Wellenlängen im Mittel angepaßt sind.

Aus dem Dargelegten ist zu erkennen, daß es unrichtig ist, die Eignung eines Nullindikators lediglich nach der kleinsten Stromstärke, die einen noch erkennbaren Zeigerausschlag liefert, zu beurteilen, es ist vielmehr auch der innere Widerstand zu berücksichtigen, was durch Bezugnahme auf die im Meßinstrument aufzuwendende Leistung der Fall ist. Wir sind jetzt in der Lage, die mit einem gegebenen Nullindikator erreichbare Empfindlichkeit der Differentialmethode, d. h. diejenige Wirkwiderstandsdifferenz, die einen eben noch erkennbaren Zeigerausschlag liefert, aus der Meßstromstärke und dem gesamten Wirkwiderstand im Differenzstromkreis für einen gegebenen Fall zu berechnen. Die Differentialmethode ist mit der Widerstandsmessung bei Gleichstrom mit Hilfe des Differentialgalvanometers zu vergleichen. Dabei entspricht die Empfindlichkeit des Differentialgalvanometers der auf den induzierten Widerstand reduzierten Empfindlichkeit des Null-

indikators bei der Differentialmethode. Die empfindlichste zurzeit bekannte Meßeinrichtung für schwache Wechselströme ist wohl der Baretter (z. B. der von Dr. Haase, Hannover, gelieferte). Man kann damit noch eine Wechselstromleistung von etwa $5 \cdot 10^{-8}$ Watt nachweisen. Die Empfindlichkeit der Differentialmethode ist also ungefähr von der Größenordnung der bei Widerstandsmessung mit dem Zeigerdifferentialgalvanometer bei Gleichstrom erreichbaren.

D. Verbesserung der Nullmethoden.

Daß die Nullmethoden noch keine umfangreichere Verwendung in der Hochfrequenzmeßtechnik gefunden haben, ist wohl darauf zurückzuführen, daß es experimentell sehr schwer ist, die nach den vorstehenden Überlegungen erreichbare Empfindlichkeit zu realisieren. Wir haben unsere bisherigen Betrachtungen auf die Wirkwiderstände beschränkt. Bei hohen Frequenzen sind aber die Blindwiderstände viel höher, bereits die Kapazitäten der Zuleitungen gegeneinander und gegen die Umgebung entsprechen Scheinwiderständen von meßbarer Größenordnung. Man muß daher die Blindwiderstände bis zu einer Genauigkeit abgleichen, die im allgemeinen gar nicht von Interesse ist. Anderseits wäre eine Steigerung der Empfindlichkeit zur Messung sehr kleiner Verluste, insbesondere z. B. für Untersuchung der dielektrischen Eigenschaften von Isolatoren, in vielen Fällen erwünscht. Es bedeutet daher eine wesentliche Verbesserung der Wechselstrom-Nullmethoden, wenn man nach dem Vorschlage von Herrn Prof. Dr. Hausrath als Nullindikator eine Meßanordnung verwendet, die das skalare Produkt zweier Wechselströme oder -spannungen (Leistung) anzeigt, wobei der eine Faktor durch einen dem Erregerkreis besonders entnommenen Hilfstrom J_h oder eine -spannung gebildet wird, also:

$$\alpha = \text{konst.}\ J_0 \cdot J_h \cdot \cos\varphi$$

Dabei bedeutet φ den Phasenwinkel zwischen J_0 und J_h. Der Zeigerausschlag α wird danach ein Maximum, wenn der Hilfsstrom in Phase mit dem Nullstrom ist, und verschwindet, wenn letzterer um 90^0 in Phase verschoben ist. Nach Gleichung (3) ist bei Abstimmung der Differenzstrom, welcher von einer kleinen Verschiedenheit der Wirkwiderstände herrührt, in Phase mit J_1 und J_2. Die Phasenbeziehungen zwischen $\mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2 = \mathfrak{J}_c$, dem Strom in der Erregerspule ($\mathfrak{J}_l$) und dem aus der Röhre gelieferten Strom $\mathfrak{J}_e$, welcher mit der aufgedrückten Spannung phasengleich ist, ergeben sich aus einer Betrachtung der Verhältnisse bei Stromresonanz (Fig. 3). Wir koppeln also mit L_c

einen Hilfskreis derart, daß der entstehende Strom $\mathfrak{J}_h$ in Phase mit dem Nullstrom ist, welcher ja nach den obigen Ausführungen gegen den Differenzstrom um 90^0 in Phase verschoben ist.

Nehmen wir nun an, daß in der Differentialanordnung die Wirkwiderstände richtig abgeglichen sind, dagegen die Blindwiderstände sich um einen kleinen Betrag unterscheiden, so ergibt sich die Phase des Differenzstroms, wenn man in Gleichung (3) die Widerstände R_1 und R_2 als komplex annimmt. Versteht man unter $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ die

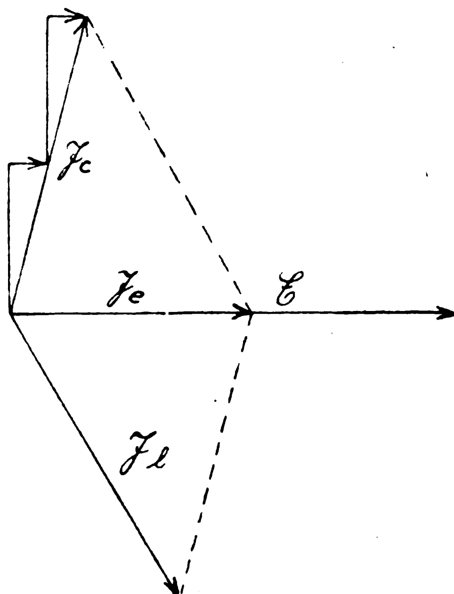


Fig. 3.

Widerstandsoperatoren der Differentialzweige, so ergibt sich die Beziehung:

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1} \tag{3a}$$

Setzen wir nun $\mathfrak{R}_1 = R$ und $\mathfrak{R}_2 = R + j\,b$, wobei b einen kleinen Teil von ωL oder $-\frac{1}{\omega C}$ bedeutet, so wird

$$\mathfrak{J}_1 - \mathfrak{J}_2 = \frac{j\,b}{R} \cdot \mathfrak{J}_2 \tag{3b}$$

Der Differenzstrom ist also gegen $\mathfrak{J}_2$ und angenähert auch gegen $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{J}_c$ um 90° in Phase verschoben. Die Gleichungen (3a) und (3b) gelten zwar nur, wenn die feste Frequenz ω dem System aufgedrückt wird; bei freier Erregung der Schwingungen z. B. durch eine Elektronenröhre ändert sich mit dem Blindwiderstand auch ω. Da man die Änderung von ω gegen ω vernachlässigen kann, gelten die Gleichungen näherungsweise auch für den freier Fall Schwingungserregung. Wir entnehmen jedenfalls dieser Betrachtung die wichtige Tatsache, daß eine kleine Verschiedenheit der Blindwiderstände bei der Hausrathschen Methode ohne Einfluß auf die Nulleinstellung bleibt. Wollte man andererseits z. B. die Blindwiderstände genau messen, so müßte man einen gegenüber dem zuerst betrachteten Fall um 90° in Phase verschobenen Hilfsstrom verwenden. Dann würden kleine Unterschiede der Wirkwiderstände die Nulleinstellung nicht beeinflussen. Eine solche Anordnung käme z. B. in Betracht, um die Kapazität von Kondensatoren ohne Rücksicht auf die dielektrischen Verluste zu messen. Für die Verlustmessung bedeutet die Verwendung eines Hilfsstroms in Phase mit J_2 bzw. J_1, daß ein völliges Verschwinden des Nullstroms erreicht werden kann, auch wenn die Blindwiderstände nicht ganz genau aufeinander abgeglichen sind. Da wir kapazitive und induktive Störungen in den Differentialzweigen (dagegen nicht unmittelbare Beeinflussung des Nullzweigs aus der Erregerspule) durch entsprechende Änderungen der Blindwiderstände ersetzt denken können, bedeutet die Anwendung eines solchen Nullverfahrens zugleich die Befreiung von Störungen durch kapazitive oder induktive Einflüsse z. B. durch den Körper des Beobachters und durch die Zuleitungen zum Meß- und Vergleichsobjekt.

Die Beziehung (3b) ist abgeleitet unter der Voraussetzung, daß lediglich eine Reihenschaltung von Wirk- und Blindwiderständen in Betracht kommt. Bei der experimentellen Durchführung von Nullmethoden bei Hochfrequenz geben Ungleichmäßigkeiten in der Verteilung der Störkapazitäten am meisten Anlaß zu Fehlerquellen. Es handelt sich dabei hauptsächlich um die Kapazität der Widerstände und Apparatteile gegen Erde. Diesen Verhältnissen kommt physikalisch eine Ersatzschaltung am nächsten, bei der man den Wirkwiderständen verhältnismäßig große Blindwiderstände parallel geschaltet annimmt. Wird ein Wirkwiderstand R und ein Blindwiderstand B parallel geschaltet, so ist der Widerstandsoperator des Gesamtwiderstands:

$$\frac{1}{\mathfrak{R}} = \frac{R + jB}{jRB}, \quad \mathfrak{R} = \frac{R \cdot B^2}{R^2 + B^2} + \frac{jR^2 \cdot B}{R^2 + B^2} = R' + jB'$$

Daraus folgt: $R' < R$. In diesem Fall wird also der Wirkwiderstand verringert und es machen sich z. B. kapazitive Unsymmetrien auch bei Anwendung der Hausrathschen Nullmethode bemerkbar. Aus dem Diagramm Fig. 4 ist zu erkennen, daß diese Störungen ohne Einfluß auf die Nulleinstellung bleiben, wenn $R - R'$ nicht größer als ΔR wird, wobei ΔR denjenigen Wirkwiderstand bedeutet, der in einen Zweig der zunächst völlig richtig abgeglichenen Differentialanordnung eingeführt, einen gerade noch erkennbaren Nullstrom hervorruft. Man könnte danach für eine gegebene Empfindlichkeit der Differentialmethode denjenigen Blindwiderstand B berechnen, der eine noch erkennbare Veränderung des Wirkwiderstands hervorruft. Da

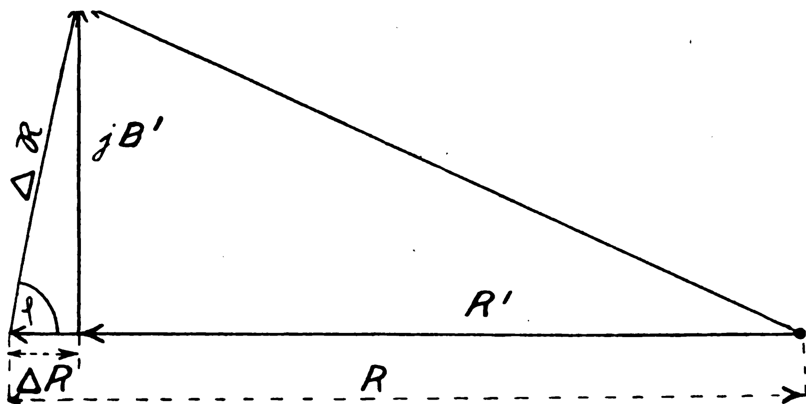


Fig. 4.

bei der Hausrathschen Nullmethode lediglich eine Änderung des Wirkwiderstands gemessen wird, ist der so berechnete Blindwiderstand ein Maß für den Grad von kapazitiven oder auch induktiven Störungen, welche die Meßgenauigkeit nicht beeinflussen. Da die gemachten Voraussetzungen auf die wirklichen Verhältnisse nur in roher Annäherung zutreffen und bei freier Erregung der Schwingungen mit den Blindwiderständen auch die Frequenz geändert wird, hat eine weitere Durchführung dieser Berechnung wenig praktische Bedeutung. Jedenfalls bleibt die Änderung des Wirkwiderstands sehr klein gegenüber der Änderung des Scheinwiderstands ($\Delta R \ll |\Delta \mathfrak{R}'|$).

Ein weiterer Vorteil der Hausrathschen Nullmethode ist die Erhöhung der Empfindlichkeit, welche dem Hilfsstrom proportional ist. Man gewinnt also durch den Hilfsstrom einen ähnlichen Vorteil wie durch Verwendung einer Hilfsspannung beim Elektrometer oder eines

kräftigen Dauermagnetfeldes bei den Drehspulgalvanometern. Je stärker man den Hilfsstrom wählt, desto größer wird auch die Unempfindlichkeit gegen kapazitive und induktive Störungen werden.

Ein für Hochfrequenz geeignetes Verfahren zur Messung des skalaren Produkts zweier Wechselströme ist z. B. die bereits von Hund mit Erfolg verwendete Thermokreuzbrücke. Sie beruht darauf, daß sich die Wechselströme in den beiden Thermoelementen, welche gegen-

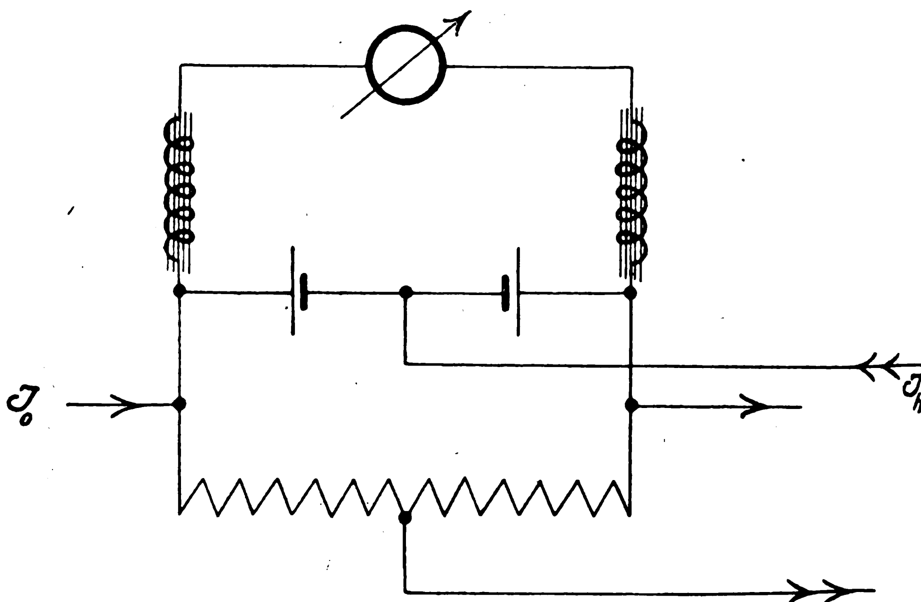


Fig. 5.

einander geschaltet sind, in entgegengesetztem Sinne überlagern (Fig. 5), und die Differenz der Thermoströme gemessen wird. Es sei

$$J_0 = i_0 \cdot \sin \omega t, \qquad J_h = i_h \cdot \sin (\omega t + \varphi)$$

Bei Abgleichung der Brücke gilt für den Strom im Galvanometer

$$I_g = \text{konst} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T [(i_0 + i_h)^2 - (i_0 - i_h)^2] \cdot dt = \text{konst}\, J_0 \cdot J_h \cdot \cos \varphi \quad (4)$$

Ähnlich wirkt die gleichfalls von Herrn Prof. Hausrath angegebene.

vom Verfasser an anderer Stelle[1]) beschriebene Röhrenthermobrücke. Die Schaltung ist in Fig. 2 dargestellt. Da der Emissionsstrom von der Temperatur des Glühfadens abhängig also in engen Grenzen dem Quadrat der Heizstromstärke proportional ist, gilt für den Zeigerausschlag des Differentialgalvanometers gleichfalls die Beziehung (4). In der erwähnten Abhandlung des Verfassers ist noch angenommen, daß die Röhren mit Gleichstrom vorgeheizt werden. Diese Vorheizung bleibt ohne Einfluß auf die Einstellung des Differentialgalvanometers und wird für die Wechselstrom-Nullmethode am besten nicht verwendet, um den Hilfsstrom möglichst hoch zu halten. Die Röhrenthermobrücke hat gegenüber der Thermokreuzbrücke den erheblichen Vorteil des größeren Unterschieds zwischen der maximal zulässigen und der geringsten noch meßbaren Stromstärke, ist aber in der Handhabung wohl etwas unbequemer, da sowohl die Brückenabgleichung im Heizkreis eingestellt werden muß, damit nicht ein Teil des Hilfsstroms in den Nullstromkreis eindringt, als auch der Ausschlag des Differentialgalvanometers für diese Einstellung auf Null zu bringen ist.

Eine ähnliche Schaltung wie mit 2 Thermoelementen oder Elektronenröhren könnte man auch mit 2 Barettern ausbilden, doch hat schon Hund die Erfahrung gemacht, daß es sehr schwer ist, 2 in ihrer Wirkung ungefähr gleiche Baretter zu finden und bei eingeschaltetem Hilfsstrom die Nullage des Galvanometers zu erhalten.

Die für den Hilfsstrom erforderliche Phaseneinstellung läßt sich am einfachsten durch Verstimmung des magnetisch mit der Erregerspule L_e gekoppelten Hilfsstromkreises bewerkstelligen. Nach den theoretischen Untersuchungen von H. Pauli besteht eine einfache Beziehung zwischen der Phasenverschiebung der Ströme in magnetisch gekoppelten Schwingungskreisen und der Resonanzkurve. Die Fig. 6 und 7 lassen diesen Zusammenhang erkennen.[2]) Eine experimentelle Bestätigung ist durch die Untersuchungen von Glage und Edler[3]) gegeben.

Da die Wirkwiderstände im Erreger- und Differenzstromkreis im allgemeinen klein gegen die Blindwiderstände sind, wird die Phasenverschiebung zwischen dem Strom in der Erregerspule und dem Differenzstrom (bei Messung von Wirkwiderständen) von 180^0 nicht erheb-

1) Telegraphen- und Fernsprechtechnik, Jahrg. 1921, S. 88.

2) Die Figuren sind aus einer noch nicht veröffentlichten Arbeit von H. Pauli mit gütiger Erlaubnis des Verfassers entnommen.

3) Archiv f. Elektrotechnik X, S. 59, 1921.

lich abweichen. Es genügt also eine geringe Verstimmung des Hilfsstromkreises, um die für die Verlustmessung erforderliche Phaseneinstellung des Hilfsstromes zu erhalten. Die Amplitude kann man mit

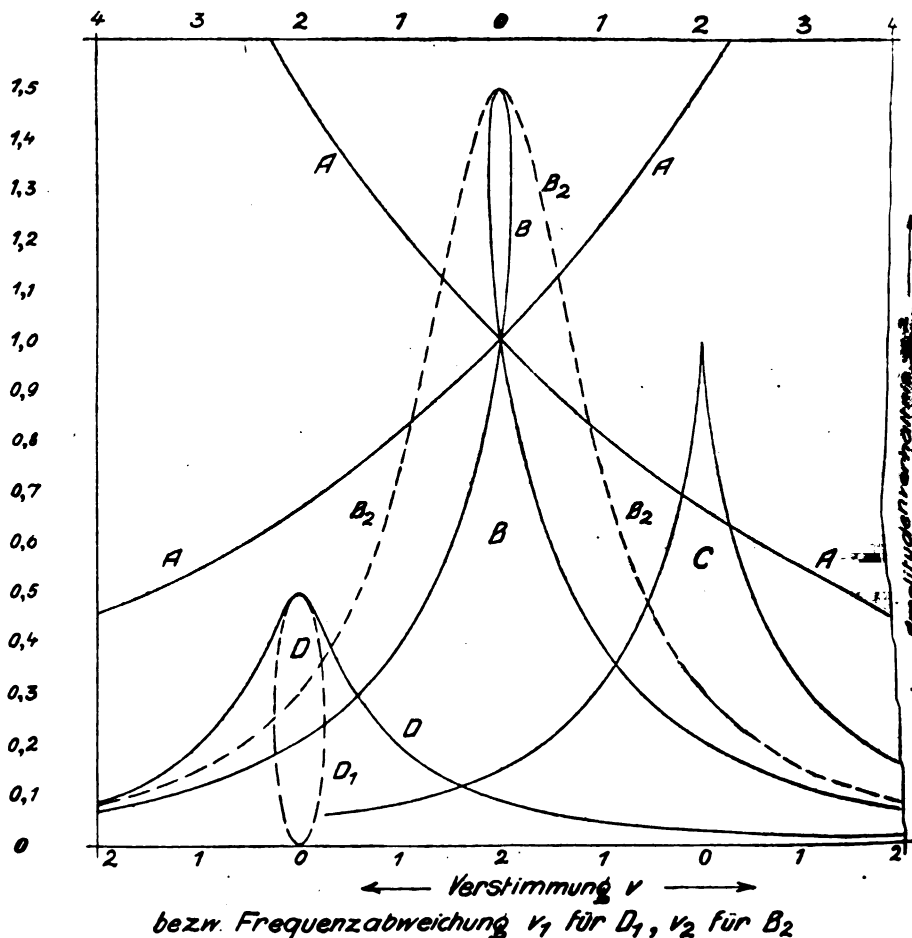


Fig. 6.

Hilfe der Kopplung einstellen. Verzichtet man ganz auf die Abstimmung in Null- und Hilfsstromkreis, so wird man immer noch annähernd richtige Phasenverhältnisse erhalten. Man kann auch nur in einem dieser beiden Kreise, am besten im Nullstromkreis, auf die genaue Abstimmung verzichten. Wegen der Breite der Resonanzkurve wird

man dabei keine erhebliche Einbuße hinsichtlich der Amplitude erleiden. Durch Änderung von Kopplung und Verstimmung des Hilfskreises, wobei auch festere als kritische Kopplung in Betracht kommt, kann man, wie aus Fig. 6 und 7 hervorgeht, fast jede erforderliche Phase einstellen.

Die Entnahme des Hilfsstroms aus dem Erregerkreis durch magne-

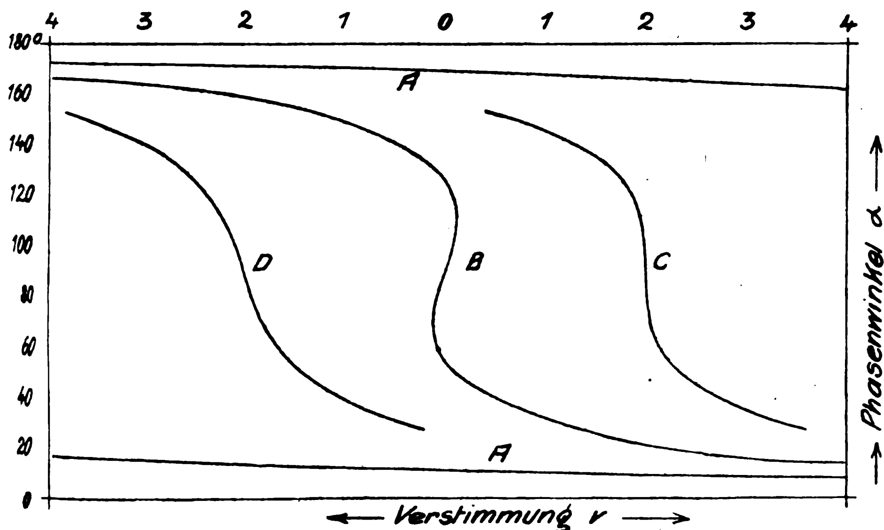


Fig. 7.

tische Kopplung bei nur geringer Verstimmung der beiden Kreise gegeneinander hat zur Folge, daß Oberschwingungen nur mit geringer Amplitude in den Hilfskreis übergehen. Aus ähnlichen Gründen treten auch in den Nullstromkreis nur schwache Oberschwingungen über; wie oben erwähnt, wirkt bereits der Differenzstromkreis wie ein Zwischenkreis. Bekanntlich ist das skalare Produkt je zweier Wechselströme gleich der Summe der Produkte je zweier gleicher Harmonischer.[1]) Bei der Hausrathschen Nullmethode wird also der Einfluß der Oberschwingungen entsprechend den Produkten aus je zwei sehr kleinen Größen um eine Größenordnung geringer als bei Anwendung eines gewöhnlichen Nullindikators.

1) Der dem vorliegenden ganz entsprechende Fall der Leistung eines mehrwelligen Wechselstroms findet sich behandelt z. B. bei Fränckel, Theorie der Wechselströme S. 90.

Man kann die Abstimmittel für den Hilfs- und Nullstromkreis so anordnen, daß sie eine der Differentialanordnung ähnliche Brücke bilden, wobei beide Brückenkreise auf die Kreisfrequenz ω abgestimmt sind (Fig. 8), und dadurch die Widerstandsverzweigung ersparen. Auf diese Weise ersetzt man die Wirk- durch Blindwiderstände und kann die Empfindlichkeit der Röhren bzw. Thermoelemente voll ausnutzen. Bei Widerstandsverzweigung nähert man sich dieser Empfindlichkeit der Thermobrücke, wenn man bei Zuführung des Hilfsstroms an den

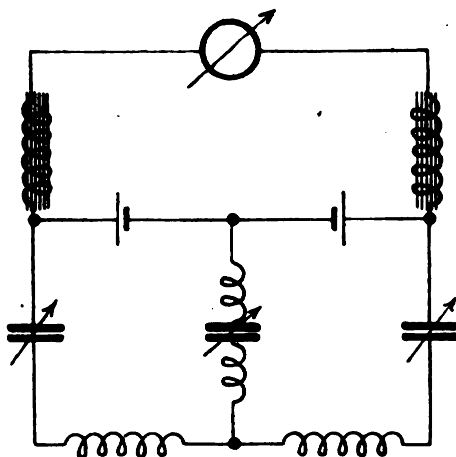


Fig. 8.

inneren Punkten den Parallelwiderstand möglichst groß, bei Zuführung außen möglichst klein wählt. Die erstere Möglichkeit verdient den Vorzug, da dabei die aufgewendete Leistung im Hilfskreis geringer bleibt und diese Schaltung ohne- hin erforderlich ist, um zunächst die Brücke abzugleichen.

An Stelle der Stromverfahren zur Messung des skalaren Produkts kann man auch Spannungsverfahren anwenden. Grundsätzlich geeignet hierzu sind die Quadrant-, Binant- und Fadenelektrometer in den für Leistungsmessung bekannten Schaltungen. Eine Abstimmung des Nullkreises ist dabei nicht erforderlich (Fig. 9). Man kann die Übersetzungsverhältnisse in den Kopplungen so wählen, daß im Null- und Hilfskreis höhere Spannungen induziert werden. Eine technische Grenze ist durch die Spulenverluste und die Eigenschwingungen von Spulen

mit vielen Windungen gezogen. Bei den statischen Messungen verschwindet der induzierte Widerstand im Differenzstromkreis, wenn man von dem geringen Verschiebungsstrom im Elektrometer absieht, und man kann einfach die mit dem Übersetzungsverhältnis vervielfachte Differenzspannung $J_1 \cdot R_1 - J_2 \cdot R_2$ als im Nullkreis vorhanden annehmen. Die Phaseneinstellung für die Hilfsspannung setzt in ähnlicher Weise wie für den Hilfsstrom die Abstimmung eines Kreises, also eines Stromes voraus. Zur Herstellung beliebiger Phasendiffe-

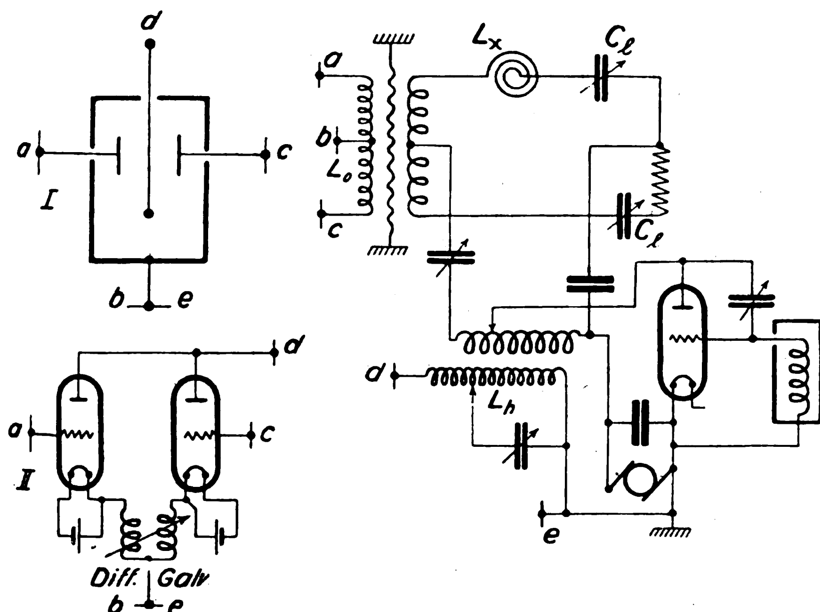


Fig. 9.

renzen wurden vom Verfasser umfangreiche Versuche mit dem von Zenneck[1]) angegebenen Goniometerverfahren angestellt. Bei richtiger Wahl der Kopplung — wesentlich ist, daß Primär- und Sekundärkreis loser als kritisch gekoppelt sind und daß scharfe Resonanz besteht, da sonst keine Phasenverschiebung von 90° vorhanden ist — ist das Verfahren gut geeignet, um beliebig phasenverschobene Spannungen aus der drehbaren Tertiärspule zu entnehmen. Es ist aber in Ver-

1) Zenneck, Lehrb. d. drahtl. Tel., S. 424.

bindung mit der Differentialmethode deshalb weniger brauchbar, weil durch die Goniometerspulen bereits 2 Richtungen im Raum belegt und dadurch induktive Störungen zu befürchten sind. (Die Belegung der dritten Richtung durch die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis des Phasenschiebers könnte man durch Verwendung kapazitiver Kopplung vermeiden.) Das Verstimmungsverfahren ist auch zur Herstellung beliebig phasenverschobener Spannungen experimentell am einfachsten durchzuführen.

Für genaue Messungen sind die mit den Elektrometern erreichbaren Empfindlichkeiten nicht immer ausreichend. Relativ am günstigsten ist das Einfadenelektrometer (z. B. das von Günther und Tegetmeyer). Eine geeignete Schaltung ist in Fig. 9 angegeben. Die rasche Fadeneinstellung macht dieses Instrument für Nullmessungen besonders geeignet. Zur Messung von Spulenverlusten bei größeren Stromstärken kann die Differentialmethode in Verbindung mit dem Einfadenelektrometer gute Dienste leisten.

Eine empfindlichere Spannungsmethode läßt sich durch Verwendung von Elektronenröhren ausbilden. Die Schaltung ist in Fig. 9 II wiedergegeben. Die Hilfsspannung wird an die beiden parallel geschalteten Anoden des Röhrenpaars angelegt und erzeugt einen Anodenstrom, der über die beiden Spulen eines Differentialgalvanometers zur Kathode fließt. Die Stromrichtung in den Differentialspulen ist gleich, die Amplitude wird durch Einstellung der Heizung auf denselben Betrag gebracht. Das Differentialgalvanometer gibt also durch den Anodenstrom allein keinen Ausschlag. Die beiden Gitter sind mit den Enden der Sekundärspule des Differentialtransformators verbunden, die Spulenmitte liegt an der Kathode. Die Gitter schwingen also entgegengesetzt. Die Gitterspannung setzt sich mit der Annodenspannung zur Summenspannung zusammen. Da die Gitterspannung in den beiden Röhren verschieden ist, sind also auch die Summenspannungen verschieden. Die Summenspannung bestimmt den Strom, welcher durch eine Röhre fließt. Sofern also in dem Nullstromkreis eine Spannung induziert wird, entsteht ein Ausschlag in dem Differentialgalvanometer. Man kann diese Nullmethode aus dem „Röhrenwattmeter“[1]) dadurch entstanden denken, daß man die dort erforderlichen 2 Messungen unter Verwendung von 2 Röhren in eine Messung vereinigt. Für das Röhrenwattmeter ist eine Zurückführung der Galvanometerausschläge auf eine zuvor vorgenommene Voltmetereichung

1) Telegraphen- und Fernsprechtechnik 1921, S. 87.

der verwendeten Röhre erforderlich. Da es sich für die Verwendung als Nullindikator nur um einen kleinen Meßbereich handelt, kann von der Voltmetereichung abgesehen werden. Bei dieser Anordnung tritt zu der Wirkung der Hilfsspannung noch die Steuerwirkung hinzu, wodurch die Nullspannung mit einem $\frac{1}{D}$ mal so großen Betrag wirksam wird.

E. Experimentelle Durchführung des Verfahrens.

Die Differentialmethode in Verbindung mit den beiden unter D. beschriebenen Röhrenmethoden wurde experimentell untersucht.

Der verwendete Differentialtransformator ist ähnlich wie der von Hund beschriebene gebaut. Die Differentialspule besteht aus 8 Windungen von einem nach Rendahl aus 24 ideal verseilten Einzellitzen verflochtenen Band. Je 12 Einzellitzen sind parallel geschaltet und bilden einen Differentialzweig. Für größere Wellenlängen ist eine Erhöhung der Induktivität in der Weise möglich, daß das Band in 4 oder 8 Gruppen von je 6 bzw. 3 Einzellitzen aufgeteilt wird; die Gruppen werden hintereinander geschaltet und in der Mitte mit einem Anschluß für den Differentialpunkt versehen. Als Sekundärwicklung dienen für das Stromverfahren 3 Windungen aus Einzellitze von etwa 4 qmm Querschnitt. Die geringe Windungszahl wurde gewählt, um bei dem geringen Spulenabstand keine allzu feste Kopplung zu erhalten, da bei der Abstimmung des Nullstromkreises das Ziehen sehr störend wäre. Für das Spannungsverfahren wird eine Spule mit etwa 200 Windungen aus mit Seide umsponnenem massiven Kupferdraht von 0,2 mm Durchmesser verwendet. Der Durchmesser der Differentialspule ist 25 cm, der einer Sekundärspule 15 cm. Die größeren Spulendurchmesser und stärkeren Leiterquerschnitte wurden gewählt, um die Verluste in der Meßanordnung auf ein möglichst geringes Maß herabzusetzen. Zwischen beiden Spulen befindet sich eine geerdete Schutzwicklung aus blankem Kupferdraht, die, wie von Hund näher ausgeführt ist, den Zweck hat, eine unmittelbare kapazitive Beeinflussung des Nullstromkreises durch den Erregerkreis zu vermeiden. Statt des von Hund gewählten in der Längsrichtung aufgeschnittenen Solenoids aus emailliertem Kupferdraht wird ein in der Längsrichtung wie ein einlagiger Grammescher Ring bewickelter Hohlzylinder aus Pappe verwendet. Anfang und Ende dieser Wicklung sind voneinander isoliert, damit das ganze Schutzgitter nicht eine einzige kurzgeschlossene Windung bildet, in der durch magnetische Induktion ein Verluststrom

entsteht. Die Wirkung dieses Schutzgitters ist dieselbe wie die des von Hund beschriebenen, die Herstellung der Wicklung ist aber wesentlich einfacher. Die richtige Lage der Sekundärwicklung gegenüber der Differentialspule wurde durch einen Vorversuch ermittelt. Dazu wurden in die beiden Differentialzweige zwei einander möglichst gleiche Kondensatoren gelegt und die Leitungsverbindungen mit Drähten von gleichem Querschnitt und in beiden Zweigen je gleichen Längen hergestellt. Dieses System wurde mit einer Röhrenschaltung zu schnellen Schwingungen erregt, wobei der Erregerstrom möglichst hoch gewählt wurde (etwa 4 A). Das Verschwinden des Nullstroms wurde bei der Stromspule mit einem empfindlichen Thermoelement, bei der Spannungsspule mit Hilfe eines Detektors festgestellt. Man kann auch für diesen Vorversuch die Röhrenthermobrücke bzw. die Anordnung nach Fig. 9 II verwenden, indem man den Hilfsstrom bzw. die -spannung auf eine beliebige Phase einstellt, so daß die Anordnung gegen Änderung der Wirk- und Blindwiderstände empfindlich ist. Es zeigte sich bei dem Vorversuch, daß der Bereich, in dem kein meßbarer Differentialstrom entsteht, ziemlich breit ist. Diese Erscheinung ist durch die enge Nachbarschaft der beiden Wicklungen des Primärsystems und die starke Verkettung ihrer magnetischon Felder zu erklären. Eine nicht genau symmetrische Lage der Sekundär- gegen die Differentialspule ist also von nicht besonders hohem Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Durch das später beschriebene Verfahren lassen sich übrigens Fehler, die durch unvollkommene Symmetrie des Differentialtransformators entstehen können, eliminieren.

Die Erregerselbstinduktion ist aus einer Spule von 150 Windungen gebildet, an der mehrere Stufen symmetrisch zur Mitte gestöpselt werden können.

In jedem Differentialzweig befindet sich ein Luftkondensator mit einer von 0—40 m veränderlichen Kapazität. Dem Differentialsystem vorgeschaltet ist ferner noch ein Öldrehkondensator von einer Kapazität, die zwischen 0 und 100 veränderlich ist. Dieser vorgeschaltete Kondensator hat den Zweck, das Differentialsystem mit kürzeren Wellen betreiben zu können, auch wenn es verhältnismäßige große Kapazitäten enthält. Durch stufenweise Änderung an der Erregerselbstinduktion und Regelung des veränderlichen Ölkondensators wird ein Wellenbereich von 600—3500 m beherrscht. Dieser Wellenbereich ist auch im Differenzstromkreis durch geeignete Gruppenschaltung herzustellen. In Verbindung mit dem Stromverfahren ist wegen der Symmetrie der Thermobrücke eine symmetrische Erregung

der Differentialanordnung angezeigt. Die Kapazität der einseitig anliegenden Anodenbatterie der Röhrenthermobrücke gegen Erde kann man durch Verwendung kleiner Pappelemente so niedrig halten, daß Störungen nicht zu befürchten sind. Eine symmetrische Erregungsweise ist z. B. durch die Spannungsteilerschaltung (Fig. 2) gegeben, wenn der zum Gitter- und zum Anodenkreis gehörige Spulenteil gleich und symmetrisch zur Spulenmitte angeordnet ist. Der in der Spulenmitte zur Zuführung der Gleichspannung eingeführte Blockkondensator ist so groß gewählt, daß er in bezug auf die hochfrequenten Schwingungen keine wesentliche Unsymmetrie hervorruft, (einige μF) Gitter und Anode der Erregerröhren sind nicht bei allen Wellenlängen unmittelbar an die Spulenenden angelegt. Für längere Wellen erreicht man einen günstigeren Wirkungsgrad des Röhrensenders, wenn man Gitter und Anode an je einen von außen gleichweit entfernten Spulenpunkt anlegt, derart, daß die günstigste Arbeitskreis- und Rückkopplung vorhanden ist. Die Einstellung des Vergleichswiderstandes geschieht bei diesem Verfahren am besten durch eine Seilzugvorrichtung aus größerer Entfernung, um störende Ableitung über den Körper des Beobachters zu vermeiden.

Bei dem Spannungsverfahren (Fig. 9) liegt die Heizbatterie für das Indikator-Röhrensystem an der Mitte der Sekundärspule; zur Vermeidung kapazitiver Störungen wird also dieser Punkt zu erden sein. Dementsprechend wäre auch der gegenüberliegende Mittelpunkt der Differentialspule zu erden oder doch so anzuordnen, daß die beiden Differentialwicklungen gleiche Potentiale gegen Erde haben. Der Erdung der Differentialmitte ist die Erdung des gegenüberliegenden Punktes der Differentialanordnung, in dem sich der Abgleichwiderstand befindet, vorzuziehen, damit diese Stelle beim Einstellen mit der Hand berührt werden kann. Wäre sie auf hohem Potential, so entstände durch den Körper des Beobachters ein störender Ableitungsstrom. Da der Heizfaden der Erregerröhre wegen der großen Kapazität der Heizstrom- und Anodenspannungsquellen geerdet werden muß, muß die Erregerspule am Fußpunkt mit Erde verbunden werden. Die Spannungsteilerschaltung kann also in diesem Fall nicht angewendet werden. Man kann für diese unsymmetrische Erregung entweder eine induktive Rückkopplung oder, wie in Fig. 9 dargestellt, eine äußere (kapazitive) Rückkopplung verwenden. Eine unmittelbare induktive Einwirkung des äußeren Rückkopplungskreises auf den Meßkreis läßt sich entweder dadurch vermeiden, daß man die Spule räumlich weit entfernt von der übrigen Meßanordnung aufstellt, oder daß man sie, wie in der

Figur angedeutet in einen geerdeten Metallkasten setzt. Der in den Figg. 2 und 9 dargestellte Blockkondensator von großer Kapazität zwischen der Erregerselbstinduktion und dem Abgleichwiderstand hat lediglich den Zweck, den Beobachter vor einer Berührung mit der Hochspannungsquelle zu schützen.

Die Kopplung für den Hilfsstrom wird für das Stromverfahren durch 2 Spulen mit je 4 Windungen gebildet, welche im Innern der Erregungsspule derart beweglich angeordnet sind, daß sie sich immer symmetrisch zur Mitte der Erregerspule befinden. Zur Regelung der Kopplung können diese Spulen mittels einer Seilzugvorrichtung ähnlich wie sie für Fenstervorhänge gebräuchlich ist, zugleich von den Außenseiten nach der Mitte oder umgekehrt bewegt werden. Zwischen Erreger- und Kopplungsspulen ist ein geerdetes Schutzgitter von ähnlicher Bauart wie bei dem Differentialtransformator angebracht. In der Mitte der beiden Kopplungsspulen befindet sich ein veränderlicher Glimmerkondensator, welcher zur Resonanzeinstellung für den oben erwähnten Wellenbereich eine Kapazität von der Größenordnung 0,1 μF haben muß. Für das Spannungsverfahren geschieht die Abstimmung des Hilfsspannungskreises, welcher aus einer im Innern der Erregerspule befindlichen Spule von mehreren hundert Windungen besteht, zweckmäßig nur an einem Teil dieser Spule, der so bemessen ist, daß man mit einem zwischen 0 und 10 m veränderlichen Drehkondensator die erforderlichen Abstimmungswerte erhält. Um die Hilfsspannung auf den günstigsten Betrag zu bringen, kann die Kopplungsspule in Richtung der Achse verschieden tief in die Erregerspule eingetaucht werden.

Für die Durchführung der Messung ist die Abstimmung von 4 Kreisen erforderlich und zwar die Resonanzabstimmung des Differenzstromkreises auf den Erregerkreis, ebenso die Abstimmung des Nullkreises und die Phasenabstimmung des Hilfskreises. Hierin liegt zunächst eine gewisse Schwierigkeit. Nach einer Reihe von Versuchen wurde ein brauchbares Mittel zur Herstellung dieser Abstimmungen in der Anwendung einer Überlagerungsmethode gefunden. Die genaue Resonanzeinstellung eines Sekundärkreises auf die Frequenz des Primärkreises kann man dadurch feststellen, daß man mit Hilfe eines Überlagerers die Frequenz bei ein- und ausgeschaltetem Sekundärkreis beobachtet. Ändert sich dabei die Frequenz nicht, so ist der Sekundärkreis genau auf Resonanz.[1]) Man kann nach diesem Verfahren auch

[1]) Heegner, Archiv f. Elektrot., Bd. IX, 1920, S. 139, Anm. 3.

den Primärkreis auf die gegebene Eigenfrequenz eines Sekundärkreises abstimmen, indem man Primärkreis und Überlagerungskreis gleichzeitig so regelt, daß beim Ein- und Ausschalten des Sekundärkreises ein konstanter Überlagerungston entsteht. Dieses Verfahren erfordert jedoch einige Übung. Für die Abstimmung der Kreise für die Differentialmethode kommt das letztere Verfahren in Betracht. Man gleicht hierzu zunächst die Differentialzweige nach Wirk- und Blindwiderstand in ähnlicher Weise wie bei dem oben erwähnten Vorversuch aufeinander ab. Die dabei gerade vorhandene Eigenfrequenz des Differenzstromkreises wird zum Ausgang für die folgenden Resonanzeinstellungen genommen. — Im allgemeinen kommt es nicht darauf an, die Messungen bei einer zuvor bestimmten Frequenz vorzunehmen, es genügt vielmehr diese nur größenordnungsmäßig festzulegen und die Frequenz, bei der die Messung tatsächlich ausgeführt ist, mit Hilfe eines Wellenmessers genau zu ermitteln. — Um den Erregerkreis auf die nunmehr gegebene Frequenz des Differenzstromkreises abzustimmen, ist es notwendig, zunächst einen Hilfssender nach der oben beschriebenen Überlagerungsmethode genau auf die Frequenz des Differenzstromkreises einzustellen. Der dabei im Überlagerer entstehende Ton wird festgehalten (z. B. mit einer Stimmgabel), und dann der Erregerkreis mit Hilfe des dem Differentialkreis vorgeschalteten veränderlichen Kondensators so eingestellt, daß im Überlagerer derselbe Ton entsteht, wie zuvor durch den Hilfssender. Die Resonanzeinstellung des Nullstromkreises geschieht in der Weise, daß man die Differentialabgleichung durch Einführen eines Wirkwiderstandes in einen Differentialzweig stört, so daß ein Nullstrom entsteht. Nach dem zuerst beschriebenen Überlagerungsverfahren wird dann der Nullstromkreis auf die Erregerfrequenz abgestimmt.

Die Phaseneinstellung für den Hilfskreis geschieht gleichfalls bei in einen Differentialzweig eingeführtem Wirkwiderstand. Man regelt dazu den Abstimmkondensator im Hilfskreis derart, daß man maximalen Galvanometerausschlag erhält. Ein Nachteil des Verfahrens zur Phaseneinstellung durch Verstimmung besteht darin, daß mit der Phase auch die Amplitude im Sekundärkreis geändert wird. Besonders für den Betrieb der Röhrenthermobrücke bringen diese Schwankungen Schwierigkeiten, da die Abgleichung nur für eine bestimmte Stromstärke richtig ist. Diese Schwierigkeiten lassen sich jedoch experimentell recht gut dadurch beheben, daß man in den Hilfsstromkreis einen Widerstand von hohem positiven Temperaturkoeffizienten

(selbstregulierenden Eisenwiderstand) legt, der zugleich als Sicherung für die Röhren dient.

Nachdem der zur Störung der Differentialabgleichung eingeführte Wirkwiderstand wieder entfernt ist, ist die Differentialanordnung abgeglichen und auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt. Erst in die so vorbereitete Anordnung wird das Meßobjekt eingeführt. Man stellt dann zunächst die Blindwiderstandsabgleichung wieder her, indem man den Luftkondensator des Differentialzweiges, in welchen man das Meßobjekt eingeführt hat, so einstellt, daß in einem Überlagerer wieder derselbe Ton entsteht wie vor der Einführung des Meßobjekts. Diese Regelung des Blindwiderstandes durch Einstellung auf dieselbe Schwingungsfrequenz hat sich bei den Versuchen als ein einfaches und bezüglich der Genauigkeit vollkommen ausreichendes Verfahren herausgestellt. — Der Überlagerer bildet auch für die übrigen Teile der Messung ein sehr wertvolles Hilfsmittel. Jede kapazitive oder induktive Störung muß sich als Änderung der Frequenz bemerkbar machen. Ändert sich die Frequenz während der Wirkwiderstandsabgleichung nicht, so ist man sicher, daß man wenigstens für die bei der Hausrathschen Methode zulässigen Grenzen frei von kapazitiven oder induktiven Störungen ist. Auch die Schutzerdung zwischen Erregerkreis einerseits und Null- und Hilfskreis andererseits kann man mit Hilfe des Überlagerers sehr gut prüfen, indem man z. B. das Schutzgitter mit der Hand berührt. Bei ausreichender Schirmwirkung darf sich dabei die Frequenz nicht ändern. In ähnlicher Weise kann man prüfen, ob die Erdung an der Erregerspule ausreichend ist. — Zur Abgleichung des Wirkwiderstandes enthält der Differenzstromkreis einen Schleifdraht. Nach dem unter C Dargelegten wird man den Gesamtwiderstand des Schleifdrahtes nur so hoch wählen, als zur Abgleichung erforderlich ist, d. h. von der Größenordnung des Wirkwiderstandes des Meßobjektes, so daß nach erfolgter Abgleichung der größte Teil des Schleifdrahtes in den das Meßobjekt nicht enthaltenden Zweig eingeschaltet ist.

Um die Meßgenauigkeit zu erhöhen, kann man die Nullmethode noch mit einer Substitutionsmethode in der Weise verbinden, daß man das Meßobjekt wieder entfernt, den Blindwiderstand nach dem Überlagerungsverfahren wieder abgleicht und statt des Meßobjektes so viel Widerstand einführt, daß die Nulleinstellung wiederhergestellt ist. Indem man das Meßobjekt weiter in den anderen Differentialzweig einführt, abgleicht und dann nochmals die Substitutionsmethode anwendet, erhält man 4 Messungen, deren Mittelwert mit weitgehender

Genauigkeit als Wirkwiderstand des Meßobjektes angesehen werden kann.

Als Nullindikator wurde die Röhrenthermobrücke und das Spannungsverfahren mit zwei Elektronenröhren eingehender experimentell untersucht.

Die mit der Röhrenthermobrücke gewonnenen experimentellen Erfahrungen lehren, daß ein einwandfreies Arbeiten nur möglich ist, wenn man den Heizstrom nicht allzu hoch wählt. Heizt man die Röhren so stark wie es für ihre sonstigen Verwendungszwecke üblich ist, so bleibt die Nulleinstellung des Differentialgalvanometers nicht für längere Zeit erhalten, da der Emissionsstrom infolge ungleichmäßiger Erwärmung der Widerstände und Zuleitungen starken Schwankungen unterliegt.[1]) Man kann die Zunahme des Emissionsstromes in $^0/_0$ der entsprechenden Zunahme des Heizstromes ausdrücken und dadurch bei $\cos \varphi = 1$ die Empfindlichkeit der Wechselstrommessung auf die Empfindlichkeit des in dem Anodenkreis verwendeten Differentialgalvanometers zurückführen. Bei voller Heizung ist diese Verhältniszahl 5—6 $^0/_0$. Eine ruhige Nullage des Differentialgalvanometers kann aber nur erzielt werden, wenn man den Hilfsstrom wesentlich niedriger wählt, so daß diese Verhältniszahl höchstens zu 1 $^0/_0$ wird. Ein sehr wirksames Mittel zur Vermeidung von Ungleichmäßigkeiten des Emissionsstromes ist die Verwendung eines gegen die Kathode schwach positiven Gitters (Raumladungsgitter)[2]). Damit kann wenigstens erreicht werden, daß nach Eintritt des Beharrungszustandes — etwa 10 Minuten nach dem Einschalten der Heizung — der Emissionsstrom ziemlich konstant bleibt. Während der Einstellung der Röhrenthermobrücke bis zum Erreichen des Beharrungszustandes wird das Differentialgalvanometer zweckmäßig durch einen zwischen die Außenklemmen gelegten Nebenschluß auf geringere Empfindlichkeit gebracht.

Für die Röhrenthermobrücke (und für das Spannungsverfahren mit zwei Röhren) wurde ein Spiegelgalvanometer von Hartmann und Braun mit zwei zu getrennten Außenklemmen geführten gleichen Wicklungen von je 390 Ohm Widerstand verwendet.

---

1) Näheres hierüber Telegr. u. Fernsprechtechn., Jahrg. 1921, S. 73.

2) Auf diese erhebliche Verbesserung wurde der Verfasser durch Herrn Prof. Leithäuser mündlich aufmerksam gemacht. Bei der in der vorhergehenden Anm. erwähnten Arbeit war dem Verfasser dieses Verfahren noch nicht bekannt. Die dort erwähnten sehr störenden Schwankungen des Emissionsstromes können durch das Raumladungsgitter stark herabgedrückt werden.

Die Brückenschaltung nach Fig. 8, bei der die volle Empfindlichkeit der beiden thermischen Indikatoren ausgenutzt werden kann, erfordert drei veränderliche Kondensatoren von verhältnismäßig großer Kapazität. Die in den beiden äußeren Zweigen liegenden Kondensatoren müssen so eingestellt werden, daß sowohl die Resonanz des Nullstromkreises als auch die Brückenabgleichung hergestellt wird. Infolge dieses verhältnismäßig großen Aufwandes an veränderlichen Kondensatoren und des etwas umständlichen Abgleichverfahrens verdient die Widerstandsverzweigung in experimenteller Hinsicht den Vorzug. Um die Empfindlichkeit durch den Parallelwiderstand möglichst wenig zu beeinträchtigen, wird man bestrebt sein diesen möglichst groß zu wählen; die Grenze ist durch die Leistung des verwendeten Schwingungserzeugers gegeben. Um beim Betrieb mit einem Schwingungserzeuger von größerer Leistung eine zu hohe Stromstärke im Differentialsystem zu vermeiden, kann man dem Differentialstromkreis eine geeignet bemessene Kapazität parallel schalten. Mit Hilfe des vorgeschalteten Ölkondensators kann man dabei trotzdem auch kürzere Wellenlängen einstellen. Bei den Versuchen des Verfassers betrug die Schwingungsleistung etwa 20 Watt (es wurden zwei parallel geschaltete Senderöhren Type A.R.S. 5 mit einer Anodenspannung von 540 V betrieben). Bei richtiger Wahl des Übersetzungsverhältnisses ist es möglich, bei loserer als kritischer Kopplung bis zu $^2/_3$ der Gesamtschwingungsleistung auf den Sekundärkreis zu überführen. Im Hilfsstromkreis durften also etwa 13 Watt verbraucht werden. Der Widerstand jeder für die Thermobrücke verwendeten Röhre (Lautverstärkerröhre R. 25 für 16 V Anodenspannung von Telefunken) war im Betriebe etwa 6 Ohm, die Heizstromstärke 0,5 Amp. Im Hilfsstromkreis liegt außerdem aus den oben dargelegten Gründen ein Eisenwiderstand von durchschnittlich 2 Ohm. Demnach darf der Parallelwiderstand im ganzen höchstens 40 Ohm betragen. Auf Grund dieser Überlegung wurde ein Schniewindtband von 35 Ohm verwendet, das praktisch als induktionsfrei angesehen werden kann. Es war in der Mitte aufgetrennt zur Aufnahme eines Schleifdrahtes von 4 Ohm. Der Schleifdraht dient zur Herstellung der Brückensymmetrie. Es war nicht möglich zwei Röhren ausfindig zu machen, die hinsichtlich ihres Fadenwiderstandes und der Abhängigkeit des Emissionsstromes von der Heizung genau übereinstimmen. Um die Röhrenthermobrücke in dieser doppelten Hinsicht abzugleichen, wurde folgendes Verfahren angewendet: Zur Herstellung der Brückensymmetrie wurde bei verminderter Galvanometerempfindlichkeit der Nullstromkreis durch eine Taste abwechselnd

kurzgeschlossen und geöffnet. Ist die Brücke richtig abgeglichen, so darf über den Kurzschluß kein Ausgleichstrom fließt, das Galvanometer muß also eine bestimmte Lage dauernd beibehalten, während bei unabgeglichener Brücke ein Ausgleichstrom fließen, dessen beide Teile in den Röhren entgegengesetzte Richtung haben, also eine Änderung des Zeigerausschlages im Differentialgalvanometer hervorrufen. Der Galvanometerausschlag bei richtig abgeglichener Brücke entspricht im allgemeinen nicht dem Nullpunkt, da die Emissionskennlinien der beiden Röhren verschieden sind. Um die Emissionsströme in beiden Röhren einander gleich zu machen, kann man entweder die Anodenspannung oder die Gitterspannung an einer Röhre veränderlich machen. Der letztere Weg ist der einfachere, da dabei eine kleinere Spannung verändert werden muß.

Die mit der Röhrenthermobrücke erreichbare Empfindlichkeit ist außerordentlich hoch. Bei einem orientierenden Versuch mit dem zu Anfang dieses Abschnittes beschriebenen Differentialtransformator betrug die dem abgestimmten und abgeglichenen Differentialsystem zugeführte Stromstärke 0,5 A, der Hilfsstrom für die Röhrenthermobrücke 0,5 A, das Differentialgalvanometer war durch einen Nebenschlußwiderstand von 25 Ohm überbrückt, die Wellenlänge war 1500 m, der gesamte Wirkwiderstand in jedem Differentialzweig war etwa 2 Ohm. Die Einführung eines Widerstandes von 0,02 Ohm in einen Differentialzweig ergab eine Ablenkung des Lichtzeigers um 10 mm bei einem Linealabstand von 120 cm.

Das Spannungsverfahren mit 2 Elektronenröhren ist an sich experimentell einfacher durchzuführen. Die Nullage des Differentialgalvanometers wird bei eingeschalteter Hilfsspannung durch Regelung des Heizstromes einer Röhre mit Hilfe eines sehr fein veränderlichen Regelwiderstandes eingestellt. Durch Verwendung eines Raumladungsgitters ist auch bei diesem Verfahren eine ruhigere Nullage zu erzielen. Hierzu sind Doppelgitterröhren (z. B. R 25) erforderlich. Für die Differentialmethode haben jedoch die Spannungsverfahren den grundsätzlichen Nachteil, daß die erforderlichen veränderlichen Kapazitäten in den Spannungskreisen sehr gering sind, die Eigenschwingungen daher durch die kleinsten Änderungen der Kapazitäten, z. B. durch Nähern der Hand des Beobachters, stark beeinflußt werden. Aber auch bei sorgfältigem Vermeiden derartiger störender Einflüsse konnte bei einer experimentellen Prüfung des Verfahrens unter den gewählten Versuchsbedingungen die mit der Röhrenthermobrücke erzielte Empfindlichkeit nicht ganz erreicht werden.

Die erwähnten Versuche sind unter Verwendung technischer Luftkondensatoren durchgeführt worden. Eine genaue Angabe über die höchste erreichbare Meßgenauigkeit kann daher vorläufig noch nicht gemacht werden. Es ist beabsichtigt die Methode durch Verwendung von Präzisionsluftkondensatoren nach dem Muster der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt zu Untersuchungen über dielektrische Verluste und über Stromverdrängung in Leitern und Spulen von verschiedenen Formen heranzuziehen.

Zusammenfassung.

Es wird eine Differentialmethode zur Verlustmessung bei hohen Frequenzen beschrieben.

Aus einem Differentialtransformator, 2 Luftkondensatoren und einem Abgleichwiderstand wird ein Differentialsystem gebildet. An den Verzweigungspunkten liegt eine Erregerspule, die Eigenschwingung des so gebildeten Kreises wird durch eine Röhrenschaltung erregt. Man erhält maximalen Differenzstrom, wenn man den Differenzstromkreis auf Resonanz mit der Erregerfrequenz bringt.

Als Nullindikator wird eine Vorrichtung für Messung des skalaren Produktes zweier Wechselströme (oder -spannungen) verwendet. Die eine Komponente bildet ein Hilfsstrom, der durch Kopplung aus dem Erregerkreis entnommen wird, die andere der Nullstrom. Der Hilfsstrom wird so eingestellt, daß er mit dem Nullstrom, der entsteht, wenn die Blindwiderstände im Differentialsystem abgeglichen, die Wirkwiderstände aber verschieden sind, phasengleich ist. Man erreicht dadurch, daß nur Änderungen der Widerstände einen Ausschlag im Nullindikator hervorrufen, kleine Änderungen der Blindwiderstände, z. B. kapazitive Störungen, aber ohne Einfluß auf die Messung sind.

Die experimentelle Durchführung unter Verwendung von Elektronenröhren für die Nullindikatorschaltung wird beschrieben.

Referate.

Captain H. I. Round, „Richtungs- und Ortsbestimmung". (Engineering **39**, S, 108—112, 161—164, 1920.)

Der Verf. beginnt mit einer populären Erörterung des von Bellini und Tosi entwickelten Richtempfängers, der in Verbindung mit gestreckten oder geschlossenen Kreuzantennen benutzt werden kann. Sodann bespricht er im ersten Teile den „Erdeffekt", d. h. die Einwirkung der Bodenbeschaffenheit auf die elektrische Symmetrie der Kreuzantennen. Die geschlossenen Antennen haben sich vom Boden unabhängiger erwiesen und daher die offenen bald ganz verdrängt.

Die Praxis der Ablesung verlangte eine Einstellung auf das Tonminimum. Dabei hatte sich als zweckmäßig erwiesen, nicht auf das Minimum selbst, sondern auf zwei symmetrisch zu diesem liegende Punkte gleicher Lautstärke einzustellen. In gleicher Weise ist auch deutscherseits während des Krieges verfahren.

Es folgt ein Überblick über die Entwicklung des Richtempfanges im Kriege, die für uns von besonderem Interesse sein dürfte. Es scheint mir zweckmäßig hier von der Reihenfolge der Originalarbeit abzugehen.

An dem aus der Vorkriegszeit übernommenen Goniometer haben die Engländer fast nichts geändert, abgesehen von der Einführung zweier Detektorkreisspulen verschiedener Größe. Ein Versuch, die beiden Antennenkreise durch mechanisch gekuppelte Drehkondensatoren gleichzeitig abzustimmen, ist in England mißlungen. Auch hört man nichts über Versuche, die Magnetfelder der NS- und OW-Spule homogen zu gestalten, was für richtige Peilungen notwendig ist. Der Richtempfänger ist auf englischer Seite nicht wie auf deutscher als Meßinstrument durchgebildet worden. Die Abstimmung hat offenbar nur schwerfällig funktioniert. Daher war ein Anpeilen nur kurze Zeit sendender Stationen kaum möglich. Diese Schwierigkeit wurde dann durch Benutzung nicht abgestimmter Antennen in Verbindung mit abgestimmtem Zwischenkreis behoben. Derartige Schaltungen wurden auch im deutschen Heere angewandt, bewährten sich aber nicht so gut, um ein Abgehen von der Antennenabstimmung mit mechanisch gekoppelten Drehkondensatoren zu rechtfertigen.

Während beim deutschen Goniometer mit seinen relativ guten Kopplungsverhältnissen die Verwendung von Kristalldetektoren mit nachgeschaltetem 3-Röhren-Niederfrequenzverstärker sich als ausreichend erwies, suchten die Engländer durch möglichst weit getriebene Ver-

stärkung die Verluste in ihrem Goniometer wett zu machen. Sie verwandten bis zu 22 Röhren, zum Teil als Hochfrequenzverstärker geschaltet. Die Verwendungsmöglichkeit derartiger Röhrenzahlen kann nur aus der geringen Verstärkerleistung der einzelnen hierbei verwendeten Röhren erklärt werden, da sie mit unseren Röhren unmöglich wäre. Die benutzten Röhrenschaltungen waren ziemlich vielseitig, doch muß bezüglich Einzelheiten auf die Originalarbeit verwiesen werden. Für den Empfang ungedämpfter Wellen gibt der Verf. Rückkopplungsempfängerschaltungen den Vorzug gegenüber solchen mit getrenntem Überlagerer. Beim deutschen Heere wurden indessen mit letzteren gute Resultate erzielt, sofern das Goniometer hinreichend gegen induktive Beeinflussung vom Überlagerer aus geschützt war.

Als Antennen wurden solche geschlossener Form verwendet, welche von einem hohen Mittelmast und vier kleinen Außenmasten getragen, eine Form, die sich auch bei uns sehr eingebürgert hatte.

Ausführlich werden auch noch die auftretenden Fehler behandelt. In erster Linie sind hier die zu nennen, welche durch ungleiche Abstimmung und dadurch bedingte Phasenverschiebungen im beiden Antennenkreisen auftreten, die auch uns viel zu schaffen machten. Peinlich genauer und symmetrischer Aufbau der Antennen und sorgfältige Verlegung der Zuführungen zur Apparatur schränkten diese Fehlerquelle stark ein. Weiterhin störten statische Kopplungen in Goniometer, doch wird ein Mittel zu ihrer Beseitigung bzw. Kompensation nicht angegeben. Bei uns gelang es mit Hilfe der von Rohmann zuerst angegebenen Gegenkopplung der beiden Antennen diese Störung zu kompensieren. Als „Vertikal" wird ein Fehler bezeichnet, der dadurch hineinkommt, daß die geschlossene Antenne außer ihrer Wirkung als Rahmen in ihrer Gesamtheit als ungerichtete offene Antenne infolge der Kapazität gegen Erde wirkte. Besonders stark trat dieser Fehler bei Verwendung von Hochfrequenzverstärkern auf. Auch bei uns wurde dieser Fehler bemerkt und durch Vergrößernug der Entfernung Antenne—Erde auf ein zulässiges Maß verringert, auch half eine Erdung des Mittelpunktes beider Antennen, ein Mittel, das auch von dem Verf. angegeben wird.

Interessant sind auch die Angaben über Fehlpeilungen, deren Gründe sicherlich außerhalb der Apparatur liegen, nämlich das auch von uns beobachtete Wandern des Minimums bei Sonnenuntergang und nachts. Jedoch tragen die Angaben des Verfassers so allgemeinen Charakter, daß ihnen wenig entnommen werden kann. Bei uns sind während des Krieges von einigen Stationen systematisch Dauer-

beobachtungen gemacht worden. Das Material ist glücklicherweise erhalten und es steht zu hoffen, daß aus seiner Verarbeitung sich einiges zur Klärung der Frage wird beitragen lassen.

Die Bedeutung der Wahl eines geeigneten Stationsplatzes wird vom Verf. betont. Grundsatz: möglichst gleichmäßiges Gelände; Bodenerhebungen, Wälder u. dgl. in der Nähe bedingen leicht Fehler, was unseren Erfahrungen durchaus entspricht.

Kleine drehbare Rahmenantennen haben die Engländer früher angewandt als das deutsche Heer, ohne indessen dadurch das Goniometer verdrängen zu können. Der Verf. weist auf die mechanische Trägheit des Rahmens hin, die schnellen Einstellungen und Ablesungen hinderlich ist. Es sei auch auf die Arbeit von G. Leithäuser in Heft 3, Bd. 15 dieses Jahrbuches verwiesen.

Es werden dann noch kurz die atmosphärischen Einflüsse, die Fehlpeilungen von Flugzeugen und der R-Empfang von diesen und Schiffen aus besprochen. Es verlohnt nicht näher darauf einzugehen, da nichts Neues zur Sache geboten wird. Die Arbeiten deutscherseits auf diesen Gebieten scheinen bei weitem eingehender, vor allem systematischer gewesen zu sein, wie allein schon die Arbeiten von Baldus, Buchwald und Hase in Bd. 15, Heft 2 und 3 dieses Jahrbuches dartun.

Die Arbeit ist schon insofern interessant, als sie ein neuer Beweis ist für die Unbegründbarkeit der auch vielfach in Deutschland verbreiteten Meinung, unsere Feinde wären uns in der Funkerei überlegen gewesen. Möller, Berlin.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Neuere Deutsche Patentschriften.

Schwingungserzeugung.

Hochfrequenzmaschinen.

Das D. R. P. 338433 der Siemens-Schuckertwerke G. m. b. H. in Siemensstadt b. Berlin betrifft eine Hochfrequenzmaschine mit Gleichpolinduktorläufer, deren wesentliches Merkmal darin besteht, daß die Spulenweite des Ständerankers gleich einem ganzzahligen ungeraden Vielfachen der Polteilung des Läufers ist. Hierbei kann entweder eine bestimmte Polteilung beibehalten und die Spulenweite verändert werden, wie dies z. B. Fig. 1 und 2 darstellt. In dem Ausführungs-

beispiel der Fig. 1 beträgt die Spulenweite das Dreifache der Polteilung, bei Fig. 2 das Fünffache. Da immer nur die Pole bzw. Pollücken, die an den Spulenseiten vorbeistreichen, Spannung erzeugen,

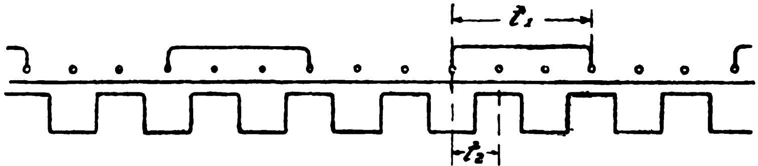


Fig. 1.

bleiben bei diesem Verhältnis der Spulenweite zur Polteilung einige Pole unausgenützt. Dies hat jedoch auf die Höhe der erzeugten Frequenz keinen Einfluß, sondern nur auf die Höhe der erzeugten Span-

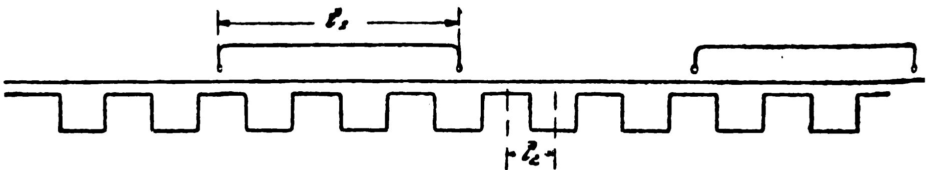


Fig. 2.

nung. Da man aber hierbei in den räumlichen Abmessungen einer Ständerweite nicht mehr durch die feine Nutteilung beschränkt ist, so kann man die Nuten mit erheblich größerem Querschnitt und somit

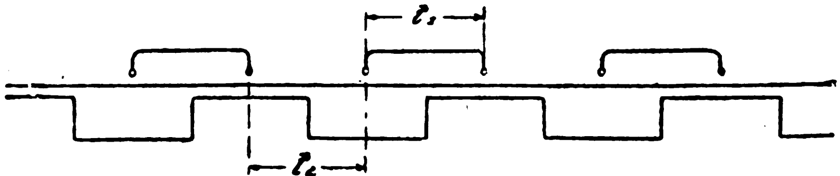


Fig. 3.

auch erheblich größerer Belastung ausführen. Es kann aber die Anordnung auch so getroffen werden, daß eine bestimmte Nut mit ihren Abmessungen zugrunde gelegt und von der sich daraus ergebenden Spulenweite ausgehend die Zahl der Polvorsprünge des Induktorläufers

vergrößert, die Polteilung also auf einen Bruchteil der früheren verkleinert und somit eine erheblich höhere Frequenz erzielt wird. Derartige Ausführungen zeigen die Fig. 3—5, wo von einer bestimmten Spulenweite t_1 in Fig. 3 ausgehend, die Polteilung des Läufers in Fig. 3 gleich der Spulenweite des Ständers, in Fig. 4 gleich einem Drittel und in Fig. 5 gleich einem Fünftel dieser Spulenweite ausgeführt ist.

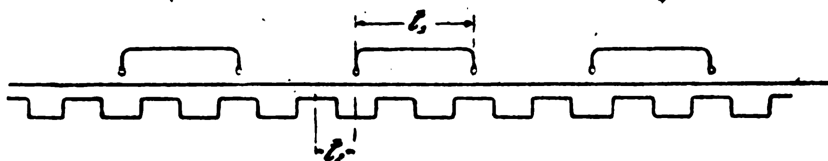


Fig. 4.

Bei dieser Anwendung einer Hochfrequenzmaschine ist die Grenze für die Ausführungsungleichheit nicht mehr durch die Herstellungsmöglichkeit der kleinen Statornuten gegeben, sondern durch die der Rotorpole. Da der Läufer jedoch aus massivem, nicht geblättertem, Eisen besteht, kann die Polteilung des Läufers beliebig fein hergestellt werden. Während die Grenze für die Nutenteilung des Ständers etwa bei 5 mm liegt, ist es ohne weiteres möglich, das Läuferrad mit 1 mm Zahnteilung herzustellen. Es ist also, da die Zahnteilung gleich der doppelten Polteilung ist, durch die geschilderte Anordnung ohne weiteres möglich, die sechs- oder zehnfache Frequenz gegen frühere Ausführungen von Hochfrequenzmaschinen mit Gleichpolinduktor zu erreichen.

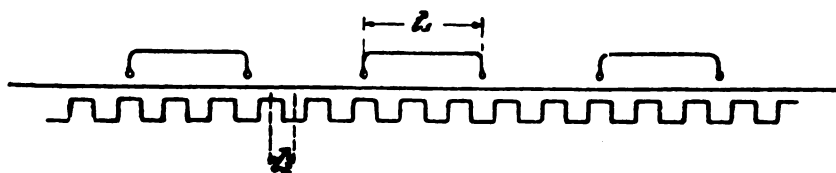


Fig. 5.

Die C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin hat sich durch D. R. P. 303 321 eine Hochfrequenzmaschine schützen lassen, deren Kennzeichen darin bestehen, daß eine normale Gleichpolmaschine Anwendung findet, bei welcher die Erregerwicklung gegenüber der üblichen Anordnung um 90° verdreht und in Richtung der Achse angeordnet ist. Die Erreger-

wicklung kann dabei auf mehrere Nuten verteilt sein, beispielsweise derart, daß Hochfrequenzwicklung und Erregerwicklung gleichmäßig

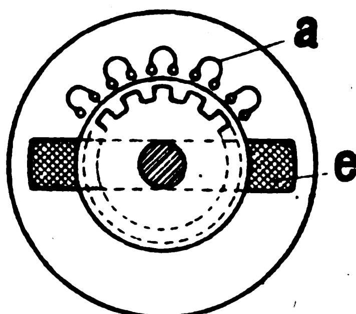


Fig. 6.

angeordnet sind. Ein Ausführungsbeispiel dieser Maschine zeigt Fig. 6, wo mit *e* die parallel zur Achse liegende Erregerspule und mit *a* die

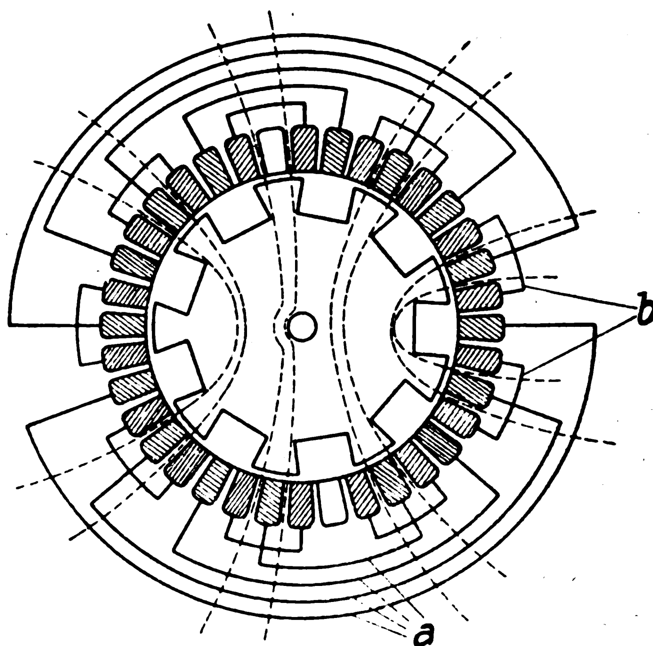


Fig. 7.

Arbeitswicklung bezeichnet ist. Fig. 7 zeigt die erwähnte Anordnung mit gleichmäßig verteilter Erreger- (*a*) und Arbeitswicklung (*b*).

Ein Zusatzpatent hierzu ist das D. R. P. 310672. Hierbei ist auf dem Stator eine Wicklung angeordnet, die zu Schleifringen geführt ist, so daß der Maschine wahlweise oder gleichzeitig zwei Wechselströme verschiedener Periodenzahl entnommen werden können.

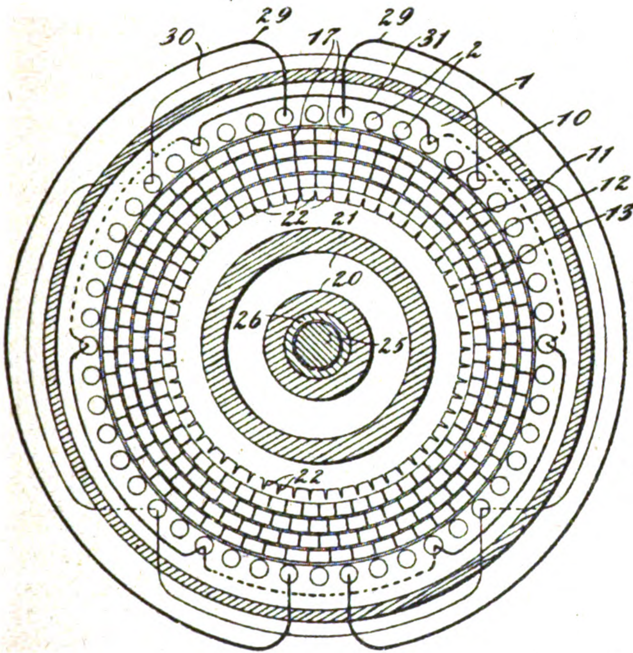


Fig. 8.

Die Société Française Radio-Electrique in Paris hat ein D. R. P. 337849 erhalten auf eine Schaltungsanordnung für Hochfrequenzwechselstrommaschinen, insbesondere für drahtlose Großstationen, deren Kennzeichen darin bestehen, daß in den Stromkreis jeder Wechselstrommaschine ein Kondensator geeigneter Kapazität eingeschaltet ist, um unabhängig von jeder mechanischen Verbindung einen praktisch durchführbaren Betrieb der parallel geschalteten Maschinen zu ermöglichen. Bei einer derartigen Anordnung kann das Zeichengeben nicht mehr, wie sonst üblich, durch Kurzschließen der Stromquelle, welche die Antenne speist, bewirkt werden, da dadurch das synchronisierende Mo-

ment jeder Maschine fast vollständig zerstört wurde. Zur Vermeidung dieses Übelstandes wird in den oder die Arbeitskreise, welche die zwischen den Sammelschienen verfügbare Energie auf die Antenne über-

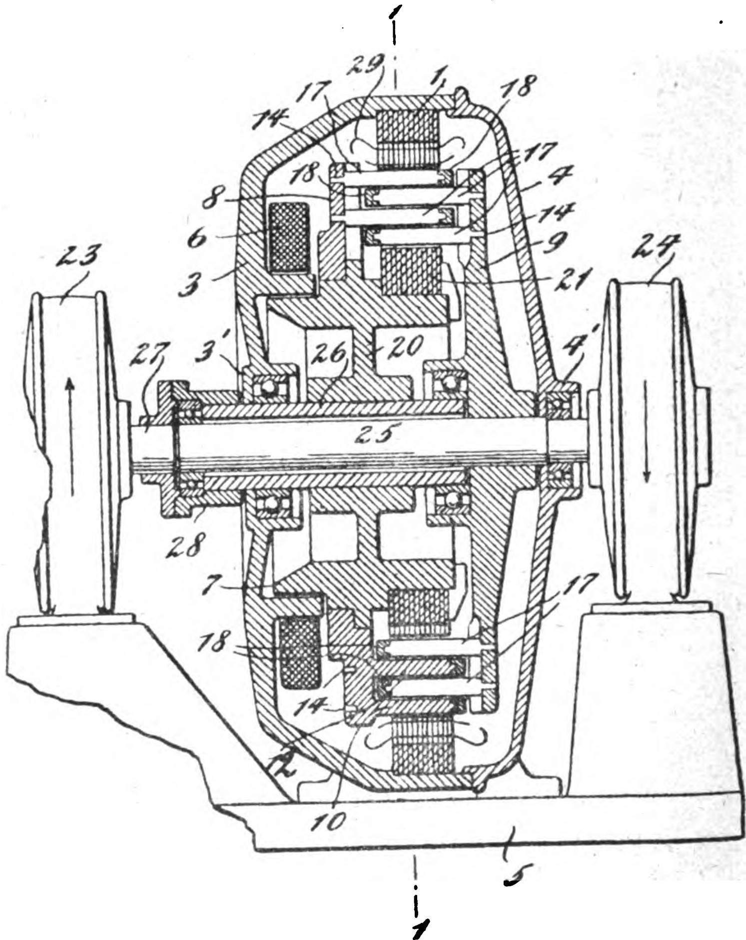


Fig. 9.

tragen, eine Induktivität eingeschaltet, welche die Wirkung der vorhin erwähnten Kopplungskapazitäten ausgleicht, und außerdem die Gebertaste in Nebenschluß zu den Klemmen des Arbeitskreises gelegt. Durch die Taste wird demnach der Arbeitskreis kurzgeschlossen und gleichzeitig erreicht, daß bei der Bedienung der Taste das synchroni-

sierende Moment nicht aufgehoben wird, weil die Induktivität beim Kurzschluß des Arbeitskreises eine induktive Belastung bildet.

Die Neuland Patents Limited in New York hat ein D. R. P. 339410 erhalten auf eine Hochfrequenzmaschine mit durch eine Gleichstromwicklung dauernd erregtem Ständer, dessen Kraftlinienstrom durch Läufer in ein schneller als die Läufer rotierendes Drehfeld verwandelt wird. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß zur Erzeugung des Drehfeldes zwei unbewickelte entgegengesetzt rotierende Läufer

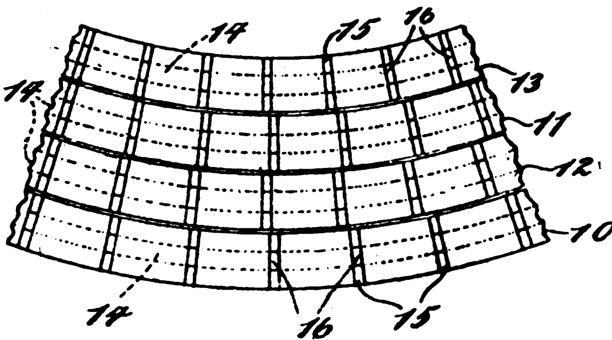


Fig. 10.

Verwendung finden, die magnetische Leiter oder Schlußstücke für das Gleichstromfeld in verschiedener Anzahl und daher in verschiedener Teilung besitzen, und daß ferner bei der Rotation der Läufer Deckungspunkte dieser Leiter oder Schlußstücke entstehen, die außerordentlich schnell umlaufen und ein schnell rotierendes Drehfeld erzeugen, während die zu induzierende Wicklung auf dem Ständer untergebracht ist. Die Anordnung kann auch so getroffen werden, daß auf dem Ständer verschiedene unabhängige, zu induzierende Wicklungen derart gelegt sind, daß in dem Raum zwischen zwei Deckungen verschiedene, aber mehr als zwei Paar Polwicklungen vorhanden sind, wobei durch die verschiedene Anzahl von Polwicklungen gleichzeitig Hochfrequenzströme verschiedener Frequenzen erhalten werden können. Zur weiteren Erläuterung wird auf die Figg. 8, 9 und 10 verwiesen. Fig. 8 zeigt einen senkrechten Querschnitt durch die Maschine nach Linie II der Fig. 9; Fig. 9 ist ein mittlerer Längsschnitt durch die Maschine und Fig. 10 zeigt in vergrößertem Maßstabe, wie die Deckung der Leiter oder Schlußstücke zustande kommt.

Pendelumformer.

Das D. R. P. 330558 der C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof betrifft einen Gleichstrom-Wechselstrom-Pendelumformer, Zusatz zum Zusatzpatent 306495 (Jb. 15, 503) zugehöriges Hauptpatent 300777

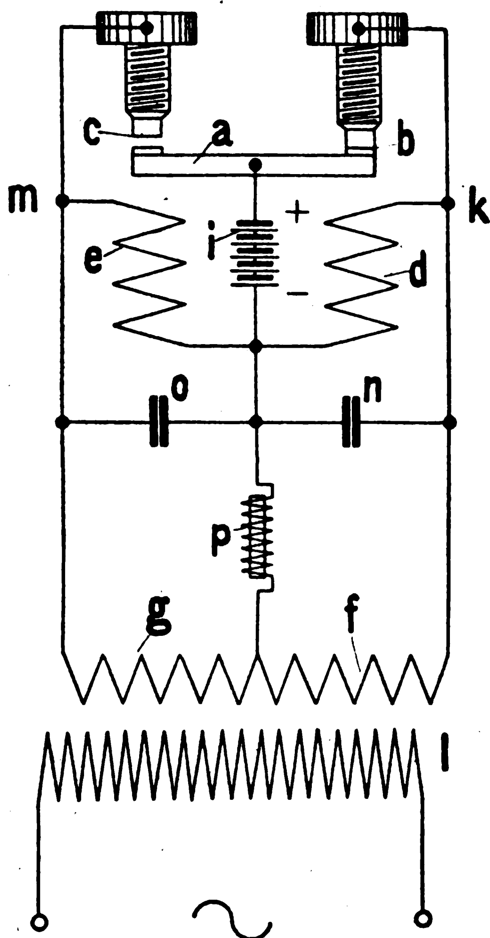


Fig. 11.

(ebenda). Gemäß dem Zusatzpatent 330558 sind die Antriebsspule bzw. -spulen parallel zu der Primärwicklung eines geteilten Transformators geschaltet, und die Selbstinduktion im primären Stromkreise

ist, beispielsweise durch eine besondere Eisendrossel oder durch entsprechende Wahl der Primärselbstinduktion des Transformators, so bemessen, daß ein funkenfreies Unterbrechen im Primärstromkreise eintritt. Fig. 11 zeigt diese Anordnung. *a* ist der gemeinsame Anker mit den beiden Kontakten *b* und *c*. *d* und *e* sind die Antriebsspulen des Polwechslers; parallel zu diesen liegen die beiden primären Wicklungen *f* und *g* des Transformators.

Lichtbogen-Schwingungsgeneratoren.

Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und die C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof haben sich durch D. R. P. 335369 einen Generator zur Erzeugung hochfrequenter elektrischer Schwingungen mit vertikalem Magnetfeld und wagerechtem Lichtbogen schützen lassen, dessen Kennzeichen darin bestehen, daß der obere Polschuh des Magneten größer ist als der untere; hierdurch wird bezweckt, die Einstellung des Lichtbogens in die wagerechte Lage zu gewährleisten. Eine besondere Ausführung besteht darin, daß der obere Polschuh ringförmig gestaltet ist.

Schwingungserzeugung mittels Funkenstrecken.

Das D. R. P. 303107 von Werner Otto in Berlin betrifft eine luftgekühlte abgeschlossene Mehrfachfunkenstrecke zur Erzeugung elektrischer Schwingungen. In den einzelnen Elektrodenplatten dieser Funkenstrecke sind je eine Anzahl Kanäle zum Durchführen von Kühlluft angeordnet und zwar gehen die Kanäle einer Platte im wesentlichen in gleicher Richtung quer durch die Platte. Die doppelseitige Elektrode besteht aus zwei getrennten Körpern, die auf der Rückseite mit Schlitzen versehen sind. Der Mantel jeder Einzelfunkenstrecke ist rückwärts zu einem den Kühlkörper umgebenden Gehäuse verlängert, das Öffnungen für den Ein- und Austritt der Kühlluft besitzt.

Olof Ingemar Harald Ekman und Nils Erik Lindenblad in Stockholm haben sich durch D. R. P. 337186 eine Vorrichtung zur Erzeugung elektromagnetischer Hochfrequenzschwingungen schützen lassen mit einer rotierenden Funkenstrecke. Die Elektroden dieser Funkenstrecke bestehen aus gegeneinander sich drehenden langgestreckten Rippen, die derart schräg zueinander verlegt sind, daß sich der Kreuzungspunkt je zweier Elektrodenrippen mit einer Geschwindigkeit längs der Rippen bewegt, die größer ist als die gegenseitige Umlaufsgeschwindigkeit der Elektroden.

Das D. R. P. 330244 von Albert Pfeiffer und Wilhelm Schmidt in Weißenburg in Bayern betrifft ein Verfahren zur Schwingungs-

erzeugung, bei dem ein über Selbstinduktionen von einer Gleichstromquelle aufgeladener Kondensator über eine parallel geschaltete, mit Hilfselektroden versehene Löschfunkenstrecke entladen wird, wobei an die Hilfselektroden eine einen Funkenübergang ermöglichende Zusatzspannung für sehr kurze Zeit gelegt wird.

Otto Scheller in Berlin-Lichterfelde und die C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof haben sich durch D. R. P. 334018 eine Schaltungsanordnung für Schwebungsstoßerregung schützen lassen; das Wesen dieser Anordnung besteht darin, daß zwecks Ersparung eines Handgriffes lediglich die Abstimmung der Schwingungskreise geändert wird, indem die nicht zur Kopplung verwendete feste Streuselbstinduktion im Primärkreis so groß gewählt wird, daß die Schwebungslänge in Zeiteinheiten innerhalb des benutzten Wellenbereiches konstant oder annähernd konstant bleibt.

Das D. R. P. 338223 von Dr. N. Papalexi in Straßburg i. Els. betrifft ein Verfahren zur Verminderung der Dämpfung oszillierender elektrischer Ströme und zur Erhöhung der Energie bei der Herstellung kürzerer oder kürzester Wellen. Das Verfahren besteht in der völligen oder teilweisen Übernahme der in der Form niederer Frequenz gedämpft schwingender Energie in Form höherer Frequenz seitens eines — zweckmäßig entsprechend abgestimmten — Kondensatorkreises. Zum Zwecke der Frequenztransformation können dabei Stromgleichrichter in Ein- oder Mehrzahl verwendet werden. Um kontinuierliche, nahezu ungedämpfe Schwingungen herzustellen wird die Funkenfolge im Primärkreis niederer Frequenz so gewählt und die Dämpfungsverminderung so bemessen, daß die einzelnen Wellenzüge ineinander übergehen.

Das D. R. P. 310762 der C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof betrifft eine Schaltungsanordnung zur Herstellung von sehr schnellen elektrischen Schwingungen kontinuierlicher oder nahezu kontinuierlicher Form. Das Wesen der Erfindung besteht darin, die von einem oder mehreren Lichtbogengeneratoren unter Verwendung von Kondensatorkreisen erzeugte Schwingungen in nur einen Vervielfachungstransformator in jeder Stufe hineingeleitet werden, um die mittels des Lichtbogengenerators erzielten kontinuierlichen Schwingungen durch den oder die Vervielfachungstransformatoren, welche nach dem Resonanzprinzip arbeiten, in ihrer Frequenz zu steigern.

Victor Bouchardon in Paris hat ein D. R. P. 336453 erhalten auf einen Sendeapparat für gedämpfte Hertzsche Wellen. Dieser besteht aus einem Mehrphasengenerator, dessen n Klemmen mit den n Scheiteln

eines geschlossenen Polygons verbunden sind, das von *n* gleichen, in Reihe geschalteten Kondensatoren gebildet wird. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß ein rotierender Kommutator verwendet wird, der aufeinanderfolgend jeden der Scheitel des Polygons mit dem Scheitel, welcher mit dem ersteren die größte Potentialdifferenz hat, durch den Primärstromkreis eines einzigen Schwingungstransformators hindurch in dem Augenblick verbindet, wo die Potentialdifferenz zwischen den beiden Scheiteln durch das Maximum geht. Hierdurch wird bezweckt, in der Sekunde Entladungen zu erzeugen, deren Anzahl gleich sein kann dem doppelten Produkt der Periodenzahl und der Phasenzahl.

Das Zusatzpatent 337 474 zu dem eben behandelten D. R. P. 336 453 betrifft die Verbindung einer Einrichtung zur Unterhaltung von kontinuierlichen Hochfrequenzschwingungen mittels eines Mehrphasenstromerzeugers, der Doppelanoden-Kathodenstrahlenröhren von der Audiontype in der Phasenzahl entsprechender Anzahl speist, mit der Sendeeinrichtung für gedämpfte Hertzsche Wellen nach Patent 336 453 zur Ausführung von gemischten Stationen für drahtlose Telegraphie unter Benutzung derselben Mehrphasenstromerzeuger für den wahlweisen Betrieb eines Funkensenders oder eines Lampensenders, wobei der Übergang von der einen Sendeart zur anderen augenblicklich durch die bloße Verstellung einer Anzahl von Schaltern erfolgt.

Schwingungserzeugung mit Vakuumröhren.

Das D. R. P. 334 017 der Dr. Erich F. Huth-G. m. b. H. in Berlin betrifft eine Einrichtung zur Heizung von Glühfäden in Vakuumröhren mit Wechselstrom. Um dabei den Spannungsabfall längs des Glühfadens gegen das Gitter zu kompensieren, ist parallel zum Heizdraht *G* (Fig. 12) ein Widerstand *R* gelegt, von dessen Mittelpunkt die Abzweigung zu dem zwischen Kathode und Gitter liegenden Schwingungssystem *S* vorgenommen wird.

Das D. R. P. 337 848 der Dr. Erich F. Huth-G. m. b. H. in Berlin schützt ein elektrisches Entladungsgefäß zur Schwingungserzeugung oder Verstärkung, dessen Kennzeichen darin bestehen, daß auf der der Kathode bzw. der üblichen Hilfselektrode abgewandten Seite der Anode eine oder mehrere Hilfselektroden angeordnet sind, welche mit der oder den Steuerelektroden gekoppelt sind. Hierdurch wird bezweckt, die von der Glühkathode ausgehenden Elektronen in möglichst großem Umfange der Beeinflussung zugänglich zu machen. Fig. 13 zeigt diese Anordnung. Hierbei wird erreicht, daß jene Elektronen, welche nicht

auf die Anode gelangen und durch Reflexionen oder sonstige Einflüsse in den Raum jenseits der Anode gelangen, ebenfalls der letzteren zugeführt werden und dadurch die Ausnutzung der Elektronenemission erhöht wird. Darüber hinaus kann bei geeigneter Ausbildung dieser Hilfselektroden und entsprechender Lagerung gegenüber der Anode eine kapazitative Wirkung hervorgerufen werden, welche die

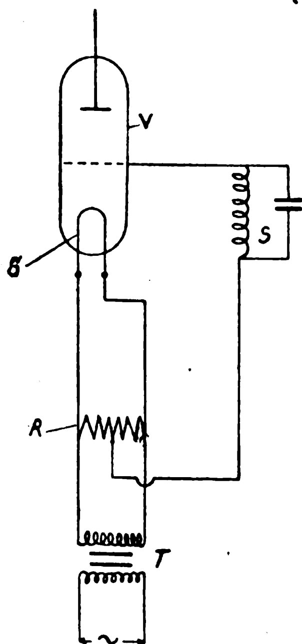


Fig. 12.

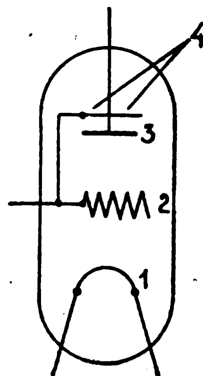


Fig. 13.

Schwingungserzeugung zusätzlich unterstützt. Die Verbindung der beiden zugeordneten Hilfselektroden kann auch außerhalb des Gefäßes erfolgen, und die Zahl dieser Hilfselektroden ist in keiner Weise begrenzt. Zur Erzeugung besonderer Wirkungen können auch irgendwelche Phasenverschiebungen zwischen den gekoppelten Hilfselektroden hervorgerufen werden.

Die Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt b. Berlin hat sich durch D. R. P. 338510 eine Erregerschaltung schützen lassen, deren Kennzeichen darin bestehen, daß in den Schwingungs- oder Verbraucherkreis ein Widerstand einschaltbar ist zur Verminderung der Empfind-

lichkeit der Schwingungsfrequenz gegen Belastungsänderungen. Dieser Widerstand kann parallel oder auch in Reihe zur Primär- oder Sekundärwicklung des Übertragers zwischen Schwingungs- und Verbraucherkreis eingeschaltet werden.

Ein weiteres Patent 339007 der Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt b. Berlin betrifft einen Hochfrequenzapparat, insbesondere Diathermieapparat, mit Glühkathodengleichrichter; das Wesen dieser Anordnung besteht darin, daß eine Schutzeinrichtung, die unter dem mittelbaren oder unmittelbaren Einfluß des Heizkreises steht, zum Verhüten des Anlegens der Spannung an die ungeheizte Röhre vorgesehen ist. Fig. 14 zeigt diese Anordnung. g bedeutet eine Gleichrichterröhre mit den Schenkeln s_1 und s_2, der Wehneltkathode k_1, den Anoden a_1 und a_2. Die Heizung der Kathode findet über den Transformator t_1 statt. Im Primärkreis dieses Transformators liegt der Schalter a und der mit Kurzschlußwindung versehene Elektromagnet m, der die um die Achse c drehbar gelagerte Aluminiumscheibe d in Drehung versetzt, sobald durch den Schalter a der Heiztransformator t_1 an das Wechselstromnetz n gelegt ist. Die Aluminiumscheibe d wird entgegen der Kraft einer Feder f bewegt und ist mit einem Hebel h versehen, der die Kontakte p_1 und p_2 überbrücken kann. Diese Kontakte liegen in der Primärleitung eines Transformators t_2, der ebenso wie t_1 unmittelbar an das Wechselstromnetz n angeschlossen ist. Von der Mitte der Sekundärwicklung des Transformators t_2 führt eine Leitung zur Anode der Schwingungsröhre r, deren Kathode k_2 durch den Heiztransformator t_3 geheizt wird und in dessen Primärkreis der Regulierwiderstand i liegt, der gleichfalls unmittelbar an das Netz n angeschlossen ist. Der aus dem Elektromagneten m und der Aluminiumscheibe d bestehende Wechselstrommotor, ferner der Regulierwiderstand i und der Schalter a sind zu einem gemeinsamen Schutzapparat vereinigt. Der Hebel h an der Aluminiumscheibe d liegt normalerweise wagerecht. Sofern der zum Regulierwiderstand i gehörige Kurbelarm o sich nicht in der Nullstellung befindet, d. h. in derjenigen Stellung, in welcher der Heizkreis der Schwingungsröhre ausgeschaltet ist, liegt der Hebel h auf der an dem Fortsatz des Hebels o angebrachten Nase l.

Die Wirkungsweise der Vorrichtung ist folgende: Zunächst wird durch Einlegen des Schalters a der Primärkreis des Transformators t_1 geschlossen und somit der Elektromagnet m erregt. Hierauf beginnt die Scheibe d sich zu drehen und schließt nach einer von vornherein bestimmbaren Zeit die Kontakte p_1 und p_2, wodurch der Primärkreis des Transformators t_2 vom Strom durchflossen ist und an der Gleich-

richterröhre g also Spannung liegt. Das Zeitrelais sorgt dafür, daß erst die Spannung an die Gleichrichterröhre gelegt werden kann, wenn die Kathode in gehörige Glut geraten ist. Wenn aber nach Einlegen

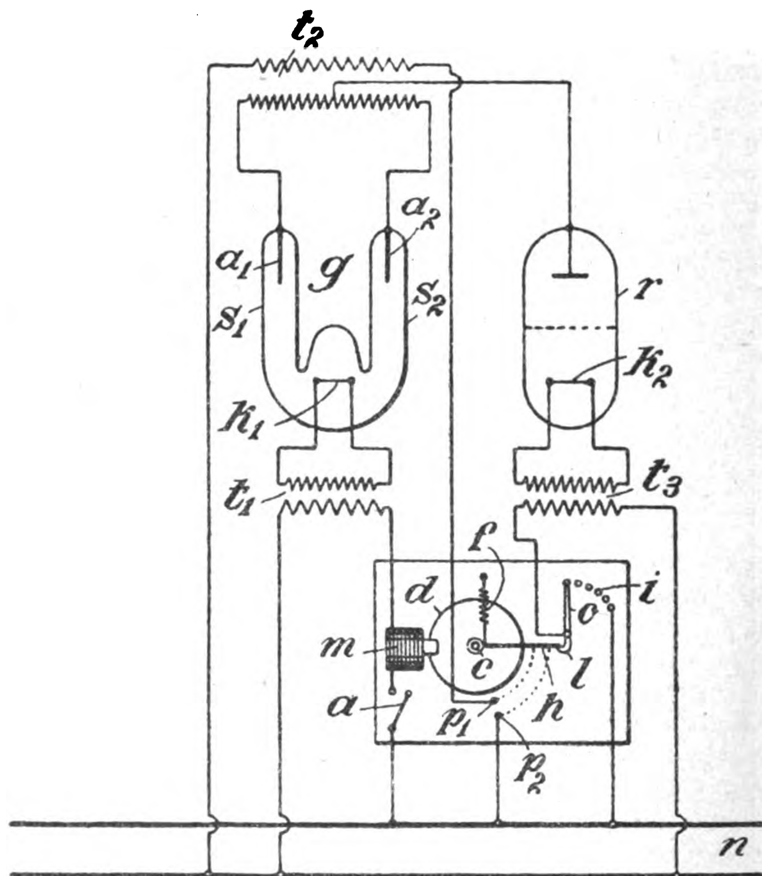


Fig. 14.

des Schalters a der Regulierwiderstand i sich nicht in der Nullstellung befindet, so hält die Nase l den Motor fest, und es kann auf diese Weise keine Spannung an die Gleichrichterröhre und mithin auch keine Spannung an die Schwingungsröhre gelegt werden. Für diese Hochvakuumröhre ist es zweckmäßiger, daß die Heizung erst dann eingeschaltet wird, wenn Spannung an der Röhre liegt. Das Relais

braucht nicht als Zeitrelais ausgebildet zu sein, es kann beispielsweise auch nach Erreichen einer bestimmten Stromstärke im Heizkreis die Spannung anlegen.

Das D. R. P. 337142 der C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof betrifft ein Verfahren und Schaltungsanordnungen zum Betrieb von Kathodenstrahlröhren bzw. trägheitslosen Relais. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß zwecks Energiesteigerung durch mehr als zwei parallel geschaltete Röhren eine transformatorische Spannungserhöhung an der Antennenselbstinduktion bewirkt wird, so daß die Antenne den entsprechend der Anzahl der parallel geschalteten Röhren im Röhrenkreise auftretenden Strom aufnimmt. Der Röhrenkreis ist dabei mit der Antennenselbstinduktion derart induktiv gekoppelt, daß allen Röhren die zugehörigen Kopplungsspulen gemeinsam sind. Ein Teil der Antennenselbstinduktion kann auch als Kopplungspule für die Gitter der Röhren dienen, so daß dieser Teil der Antennenspule dem Antennenkreis und dem Kreis Gitter—Glühfaden gemeinsam ist. Die Kopplungsspule des Kreises Anoden—Glühfaden kann auch mit der Antennenselbstinduktion induktiv gekoppelt oder der Röhrenkreis mit der Antenne in Spartransformatorschaltung gekoppelt sein.

Die Deutschen Telephonwerke G. m. b. H. in Berlin haben sich durch D. R. P. 334977 eine Anordnung zur Schwingungserzeugung bei Sendestationen der Hochfrequenztelegraphie schützen lassen, wobei eine mit pulsierendem hochgespanntem Gleichstrom gespeiste Entladungszelle eine hochfrequente Schwingung erzeugt, sobald ein Sendeorgan, z. B. eine mit der Gitterelektrode der Zelle verbundene Morsetaste, gehandhabt wird. Das Wesen besteht darin, daß parallel zu der Entladungszelle ein Kondensator von solcher Kapazität eingeschaltet ist, daß die Lücke zwischen zwei aufeinanderfolgenden Gleichstromstößen durch abklingende Hochfrequenzschwingungen überbrückt wird; hierdurch wird bezweckt, eine scharfe Tonabstimmung des entfernten Senders auf die Wellengruppen zu erzielen. Es können aber auch die Verhältnisse so gewählt werden, daß einerseits der Abstand der Gleichstromstöße so groß, andererseits die Kapazität des Kondensators so klein gewählt wird, daß der durch die Wirkung des letzteren hervorgerufene abklingende Wellenzug die Lücke bis zum nächsten Gleichstromstoß nicht gänzlich ausfüllt, zum Zwecke, den Wirkungsgrad der Detektorfunktion auf der Empfangsstation und somit die Lautstärke am Hörer der letzteren zu erhöhen.

Empfangsanordnungen.

Das D. R. P. 300024 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin betrifft ein Verfahren, um kontinuierliche Hochfrequenzströme an der Empfangsstelle ohne Detektor in musikalische Töne umzuformen unter Benutzung eines Schwingungskreises, welcher auf einen Hochfrequenzstrom abgestimmt ist; es besteht darin, daß ein mit genau gleichen Zeiträumen zwischen der einen und der nächstfolgenden Öffnung bzw. Schließung arbeitender schwingender, elektromagnetisch betriebener Unterbrecher angewendet wird, dessen Unterbrechungszahl weit geringer als die Hochfrequenzperiode ist und einen nicht ganzzahligen Bruchteil dieser beträgt; durch An- und Einschalten von Abstimmelementen wird dann der Hochfrequenzkreis periodisch in einen Niederfrequenzkreis durch den Unterbrecher umgewandelt, und es entsteht so ein Interferenzton, der zur Signalgebung ausgenutzt wird.

Die Unterbrechungszahl soll dabei so eingestellt werden, daß Interferenztöne entstehen, die an der unteren Hörbarkeitsgrenze liegen, so daß durch Hochfrequenzschwankungen verursachte Schwebungsänderungen bei der Aufnahme nicht wahrnehmbar sind und für den Empfang allein ein durch die Unterbrechungszahl des Kontaktapparates gegebener konstanter Ton übrigbleibt.

Der zur Ausführung dieses Verfahrens verwendete Kontaktapparat besteht aus einem möglichst aperiodischen mechanischen Schwingungssystem mit Dämpfungseinrichtung zur Beseitigung der mechanischen Neben- und Oberschwingungen, um jede Schwingungszahl mit möglichst gleichbleibender Amplitude magnetisch oder elektrisch fein einzustellen und einen Kontaktschluß von niedrigem Übergangswiderstand und präziser Zeitdauer zu erzielen. Es kann hierzu ein mit Hilfskontakt versehener, durch Gleichstrom angetriebener Summer verwendet werden, dessen Frequenz und Kontaktdauer sich im Bereich der guten Hörbarkeit mittels Mikrometerschrauben regeln läßt. Zum Antrieb des schnell und regelmäßig arbeitenden Kontaktgebers bzw. Unterbrechers kann aber auch eine Wechselstromquelle benutzt werden, deren im Bereich der akustischen Schwingungen liegende Periodenzahl im wesentlichen durch die elektrischen Konstanten eines Schwingungskreises gegeben ist und daher mit diesen in weitesten Grenzen und in feinstem Maße geändert werden kann; in diesem Falle kann dann die Anordnung so getroffen werden, daß zum Betriebe des elektromagnetischen Kontaktapparates ein kontinuierlicher Schwingungserzeuger, z. B. eine mit einem Schwingungskreise verbundene Bogenlampe oder Glühkathodenröhre, benutzt wird.

Das Zusatzpatent 300784 zu dem soeben behandelten D.R.P. 300024 betrifft eine weitere Ausbildung einer Kontaktvorrichtung zur Ausführung des Empfangsverfahrens nach dem Hauptpatent 300024. Diese besteht in einem innerhalb eines abgeschlossenen Gehäuses befindlichen, elektromagnetisch betriebenen schwingenden Kontakt, der gegenüber einem auf einer starken Feder befestigten und durch eine Mikrometerschraube einstellbaren Ruhekontakt so angeordnet ist, daß seine Feineinstellung sowohl durch eine zweite Mikrometerschraube als auch durch einen außerhalb des Kontaktgehäuses befindlichen drehbaren Ringmagneten erfolgen kann.

Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin hat sich durch D.R.P. 333814 einen Kathodenverstärker schützen lassen, dessen Kennzeichen darin bestehen, daß die einzelnen Hochvakuumröhren des Verstärkers, beispielsweise durch Anordnung der Kathode senkrecht zur Fläche der Hilfselektrode mit kleinstmöglicher Kapazität zwischen Kathode und Gitter ausgebildet sind, zum Zwecke, innere Rückkopplungen und damit das Selbsttönen möglichst zu vermeiden.

Gleichfalls eine Empfangsanordnung für drahtlose Telegraphie betrifft das D.R.P. 332581 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Das Wesen besteht darin, daß ein Kathodenstrahlrelais mit Hilfe eines an der Empfangsstelle erzeugten Wechselstromes derart beeinflußt wird, daß die aufgefangene Hochfrequenzenergie gleichzeitig umgeformt und verstärkt wird. Der Wechselstrom soll dabei eine Periodenzahl hörbarer Frequenz erhalten, die erst beim Vorhandensein von Hochfrequenzschwingungen im Indikator deutlich hörbar wird; dabei ist in dem Anodenkreis eine Niederfrequenzdrossel und eine Hochfrequenzkapazität eingeschaltet, so daß der lokale Wechselstrom von der Einwirkung auf das Indikationsinstrument abgehalten wird. Gemäß dem Zusatzpatent 334675 zu dem vorstehenden D.R.P. 332581 derselben Gesellschaft besitzt das Kathodenstrahlrelais zwei Anoden und zwei Gitter, von denen das eine Gitter von der ankommenden Hochfrequenz und das andere von dem Wechselstrom beeinflußt wird.

Das D.R.P. 336622 der Dr. Erich F. Huth G.m.b.H. in Berlin betrifft eine Einrichtung zum Empfang und zur Verstärkung schwacher elektrischer Ströme unter Benutzung von Glühkathodenröhren mit einer Kathode und je zwei getrennt anschließbaren Anoden und Gittern. Erfindungsgemäß wird unter Verwendung der Röhre zur ersten Hälfte als Detektor und zur zweiten Hälfte als Verstärker die Schaltung bei einer solchen Einrichtung derart getroffen, das zwischen

der Anode des Detektorsystems und dem negativen Pol des Glühfadens eine mit dem Pluspol an die Anode angeschlossene Anodenbatterie sowie die Primäre eines Transformators gelegt werden, dessen Sekundäre am einen Ende in einpoligem Zusammenschluß mit der Primären ebenfalls mit dem negativen Pol des Glühfadens verbunden und mit dem anderen Ende an das Gitter des Verstärkersystems angeschlossen ist, während die Anode dieses Systems über das Telephon oder über einen den Anschluß einer weiteren Röhre vermittelnden Transformators an den positiven Pol der Anodenbatterie geführt ist. Durch eine derartige Schaltung der an sich bekannten Röhren mit

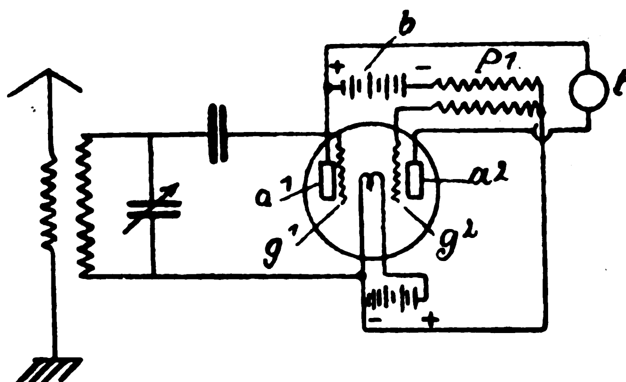


Fig. 15.

einem Glühfaden und zwei getrennt anschließbaren Gittern und Anoden wird es möglich, das Auftreten des Selbsttönens zu vermeiden. Bekanntlich liegt die Gefahr des Selbsttönens dann vor, wenn man einen Audiondetektor mit einem normalen Niederfrequenzverstärker mit Transformatoren zusammenarbeiten läßt. Bei Verwendung der gleichen Heizbatterie für die Heizung der Audionlampe sowie der Verstärkerröhren und bei Anordnung einer gemeinsamen Anodenbatterie für alle Röhren findet ein Selbsttönen bei jedem Verstärker statt, wenn der den Strom zu der ersten Röhre führende Transformator nicht einpolig primär und sekundär verbunden ist. Will man die erste Röhre einer Kombination als Detektorröhre benutzen, so ist es bei der normalen Schaltung erforderlich, einen zweiten Transformator zwischen der Audiondetektorröhre und der ersten Verstärkerröhre einzuschalten, um ein Selbsttönen zu vermeiden. Erfindungsgemäß wird erreicht,

daß zwischen der Audiondetektorröhre und der ersten Verstärkerröhre nur ein Transformator vorhanden ist, ohne daß Selbsttönen auftritt. Es ergibt sich dadurch eine erhebliche Vereinfachung der Schaltung sowie ein leichterer und geschlossenerer Aufbau der Einrichtung. Diese Vorteile in bezug auf Gewicht und Bauart sind für spezielle Zwecke, z. B. für Apparate in Flugzeugen, von erheblicher Bedeutung. Die Fig. 15 und 16 zeigen zwei Ausführungsformen der Schaltung mit einer bzw. zwei Röhren. Gemäß der Schaltung nach Fig. 15 wird der eine Teil der Röhre als Detektor benutzt, während der zweite Teil als Verstärker wirkt. Die Anodenbatterie *b* ist zwischen der Primären p^1 des Transformators und der Anode a^1 des Detektor-

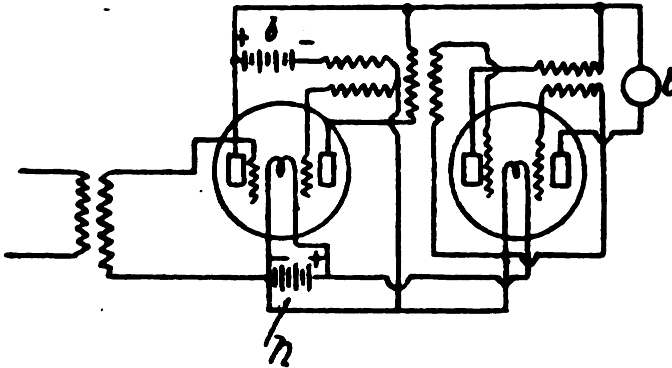


Fig. 16.

systems angeordnet, wobei das andere Ende der Wicklung p^1 am negativen Pol des Glühfadens liegt. Hierdurch ist es möglich, die Primäre und Sekundäre des Transformators einpolig zusammenzuschließen, was für die Vermeidung des Selbsttönens wichtig ist. Das andere Ende der Sekundären des Transformators ist an das Gitter g^2 des Verstärkersystems angeschlossen, dessen Anode a^2 über das Telephon *p* an den positiven Pol der Anodenbatterie *b* geführt ist. Das Gitter g^1 des Detektorsystems ist in üblicher Weise über einen Kondensator an den mit der Antenne gekoppelten Transformator angeschlossen. Wie die Fig. 16 zeigt, kann statt des Telephons *t* eine zweite gleichartige Röhre über einen Transformator in Kaskadenschaltung angeschlossen werden. Hierbei wird erfindungsgemäß die Schaltung so gewählt, daß die zweite Anode der ersten Röhre sowie die Anoden der etwa noch anzuschließenden übrigen Röhren über die

Transformatorenspulen ihrer Kreise bzw. die letzte Anode der letzten Röhre an den positiven Pol der Anodenbatterie der ersten Röhre gelegt werden. Es läßt sich dann eine einzige Anodenbatterie *b* für sämtliche Röhren benutzen, ebenso wie auch nur eine einzige Heizbatterie *h* vorgesehen werden kann.

Eine Schaltungsweise für Kathodenröhrenverstärker betrifft das D. R. P. 339412 der Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. in London. Diese Anordnung bezweckt, die Stärke des Einflusses atmosphärischer Störungen zu verringern und gleichzeitig jede gewünschte Verstärkung bei großer Einfachheit der Stromkreise zu erzielen. Es werden mehrere in Kathoden geschaltete Röhren verwendet, und zwar wird mit der Anode der einen Kathodenröhre das eine Ende eines hohen Widerstandes verbunden, vorzugsweise eines solchen von derselben Größenordnung wie der Widerstand der Röhre selbst. Das andere Ende des Widerstandes wird an dem positiven Pol einer Hochspannungsbatterie angeschlossen, deren negativer Pol an den Glühdraht gelegt wird. Der Anschlußpunkt zwischen der Anode und dem Widerstand wird leitend, ohne Zwischenschaltung eines Kondensators, mit dem Gitter der nächsten Röhre verbunden, deren Glühdraht an einem Punkt der Batterie angeschlossen ist, der dieselbe Spannung hat wie der Anschlußpunkt, oder ihm gegenüber einen Spannungsunterschied von einem gewünschten kleinen Betrag aufweist.

Eine Einrichtung für Überlagerungsempfang drahtlos ankommender Zeichen betrifft das D. R. P. 337894 der Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. in London. Diese Schaltung ist in Fig. 17 dargestellt. *A* ist ein Luftleiter in Reihe mit zwei Spulen *N* und *R*; die letztere gehört als Bestandteil zum nichtgezeigten Empfänger, der ein Kristall- oder Röhrenempfänger sein kann. Mit der Spule *N* ist eine mit einem Kondensator *C* in Reihe geschaltete Spule *L* gekoppelt; mit dem Kondensator *C* ist ein veränderbarer Kondensator parallel geschaltet, der aus zwei streifenförmigen Belägen *a, a* und Abschnitten *b, b* besteht, die auf einem schnell drehbaren Zylinder oder auf einer Scheibe angeordnet sind. Die Kapazität des Kreises *L, C, a, a* hängt von der Stellung eines der Abschnitte *b* in bezug auf die Streifen *a, a* ab und ändert sich zwischen einem Höchstwert und einem kleinsten Wert bei dem Vorbeigang der Abschnitte *b* an den Streifen. Auf diese Weise wird ein Empfänger für kurze Wellen geschaffen, der die große Empfindlichkeit eines Überlagerungsempfängers besitzt, der jedoch unabhängig ist von kleinen Frequenzänderungen der ankommenden oder der am Ort erzeugten Schwingungen.

Eine Reihenschaltung von Glühkathodenröhren betrifft das D. R. P. 336623 der Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt b. Berlin. Das Wesen besteht darin, daß ein Teil oder sämtliche Rohre der

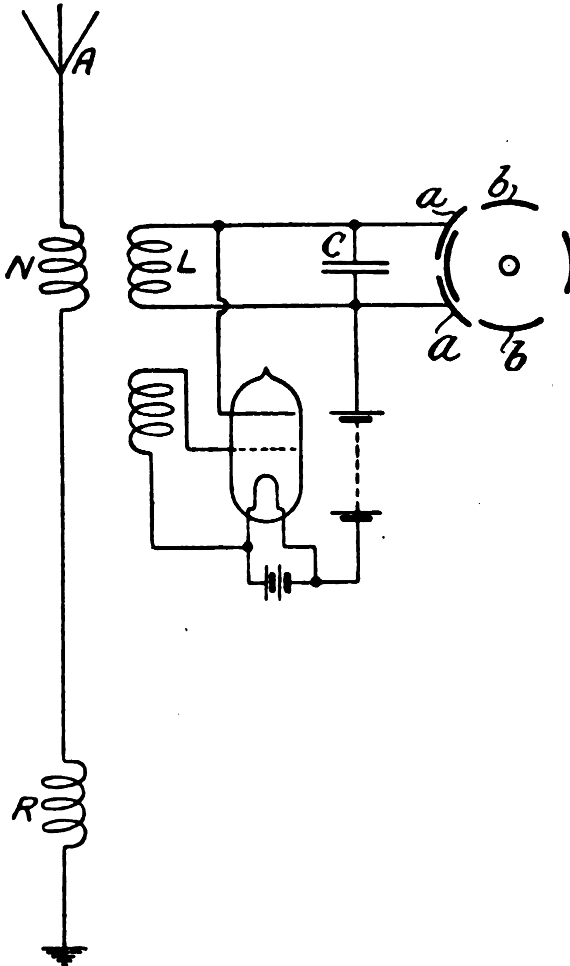


Fig. 17.

Schaltung derselben Röhrentype mit zwei Gittern zwischen Anode und Kathode angehören, die durch verschiedene Schaltung als Spannungsnetz-, Schutznetz- oder Eingitterrohr wirken; die Rohre arbeiten mit

verschiedenem Betriebspotential, beispielsweise Spannungsnetzrohre mit niedrigerer Spannung als Schutznetzrohre, und die als Eingitterrohre geschalteten Endverstärker mit der höchsten Spannung. Für Hochfrequenzüberlagerungsempfang dienen zur Schwingungserzeugung und Überlagerung als Spannungsrohre, zur Tonverstärkung als Schutznetzrohr bzw. als Eingitterrohre geschaltete Rohre. Die Spannungsnetzrohre der Schaltung werden stärker geheizt als die Schutznetzrohre, die zur Erhöhung ihrer Lebensdauer unter normal geheizt werden können.

Ein weiteres D. R. P. 338654 der Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt b. Berlin betrifft eine Empfangseinrichtung für elektrische Schwingungen. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß zur Aufnahme der Signalschwingungen zwei auf Grenzfrequenzen für diese abgestimmte, in ihren Wirkungen differentiell geschalteten Schwingungskreise vorgesehen sind, die beide induktiv auf einen ihnen gemeinsamen, den Anzeigeapparat (Telephon) enthaltenden Stromkreis einwirken. Die Anordnung kann auch so getroffen sein, daß beiden Schwingungskreisen je ein Vibrationsgalvanometer zugeordnet ist, deren Spiegel einen sie nacheinander treffenden Lichtstrahl bei entgegengesetzter Phasenverschiebung summiert ablenken. Es kann aber auch beiden Kreisen je ein Frequenzrelais zugeordnet sein, deren Kontaktzungen bei entgegengesetzter Phasenverschiebung einen Anzeigesignalstromkreis schließen.

Briefe an die Schriftleitung.

(Der Abdruck zur Veröffentlichung eingesandter Briefe erfolgt ohne Verbindlichkeit der Schriftleitung.)

In Heft 1, Juli d. J., ist ein „Zi." gezeichnetes Referat über „W. Dornig, Konstanthaltung der Umdrehungszahl von Elektromotoren zum Antrieb von Hochfrequenzmaschinen. Elektrot. Ztschr. 42, 1, S. 7, 1921", erschienen, aus dem der Außenstehende entnehmen muß, daß die Tourenkonstanthaltung bis auf etwa $^1/_{10}$ % Genauigkeit z. B. eines Drehstrom-Hochfrequenz-Umformers für etwa 100 kW Motoraufnahme zwischen Vollast und annähernd Leerlauf eine Leichtigkeit ist, besonders wenn für Kapazitätsmeßzwecke ein ähnlicher Apparat für kleinste Leistungen bei konstanter Belastung schon einmal gebaut wurde. — Ich kann dem Referenten verraten, daß ich eine Entwicklungsarbeit von weit mehr als einem Jahre gebraucht habe, obgleich „die Neuerung nur in der konstruktiven Anpassung des Apparates an den speziellen Zweck des Hochfrequenzmaschinenbetriebes besteht".

Der Tatsache, daß Helmholtz schon den Zentrifugalregler zur Regu-

lierung empfahl und daß Giebe für Meßzwecke einen einseitig wirkenden Zentrifugalregulator baute, trug ich durch die Bemerkung Rechnung: „. . . griff der Verfasser auf den altbewährten Zentrifugalregulator zurück . . ." Welche grundlegende Arbeit hat der Referent wohl veröffentlicht, ohne auf die Vorarbeiten berühmter Techniker, wie Helmholtz, Steinmetz usw. zurückgegriffen zu haben? Auch der moderne 10 000 kW-Generator ist nur eine Fortentwicklung der Siemensschen Dynamomaschine.

Berlin, den 22. August 1921. Dornig.

Erwiderung.

Die technisch-konstruktive Entwicklungsarbeit des Herrn Dornig ist, wie mir scheint, in meinem Referat in keiner Weise herabgesetzt worden. Es ist jedoch bei wissenschaftlichen Veröffentlichungen Gepflogenheit, die Urheber von Arbeiten, auf die man sich stützt, wenigstens zu nennen. Das Fehlen einer derartigen Erwähnung bei Dornig ist auch von anderer Seite als Mangel empfunden worden (vgl. Elektrot. Ztschr. **42**, 36, S. 1019, 1921). Die Bemerkung des Herrn Dornig „. . . griff der Verfasser auf den altbewährten Zentrifugalregulator zurück . . ." kann wohl kaum als genügende Berücksichtigung der Vorarbeit angesehen werden, denn der Fliehkraftregler von Dornig ähnelt in seiner ganzen Wirkungsweise und in wesentlichen, bei dem altbewährten Zentrifugalregulator der marktgängigen Typen nicht vorhandenen Eigenschaften, wie z. B. in seiner außerordentlich hohen Empfindlichkeit, dem Regulator von Giebe.

Charlottenburg, den 16. 9. 21. Zickner.

Literaturverzeichnis.

Abbott, R. B., Phys. Rev. **17**, 4, S. 482, 1921. Damped Electric Oscillations.

Abraham, H., Bull. Soc. Fr. Él. **10**, S. 387, 1920. On Recent Progress in the Reception of Long Range Wireless Signals.

Adam, M., Rad. Él. **1**, S. 262, 1920. The Reception of Damped Waves.

Appleton, E. V., Proc. Phys. Soc. London **33**, II, S. 100, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 6, S. 322, 1921. A Method of Demonstrating the Retroactive Property of a Triode Oscillator.

Austin, L. W., Rad. Rev. **2**, 6, S. 301, 1921. Measurements of the Signals Received in Washington from the Lafayette Station.

Balls, W. L., Proc. Phys. Soc. **99**, 699 A, S. 283, 1921. A Simple Apparatus for Approximate Harmonic Analysis and for Periodicity Measurements.

Barber, J. G., Phys. Rev. **17**, 3, S. 322, 393, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 6, S. 325, 1921. Secondary Electron Emission from Copper Surfaces.

Barton, E. H. and **H. M. Browning,** Phil. Mag. **42**, 247, S. 17, 1921. Triple Pendulums with Mutual Interaction an the analogous Electrical Circuits.

Biermanns, J., Archiv f. Elektrot. **10**, 1/2, S. 30, 1921. Die Resonanzspannungen bei eisenhaltiger Induktivität.

Breit, G., Phys. Rev. 17, 6, S. 649, 1921. The Distributed Capacity of Inductance Coils.

Brooks, H. B. and **F. C. Weaver,** Bull. Bur. Stand. 13, 4, S. 569, 1917. A variable self and mutual inductor.

Brown, S. L. and **C. E. Normand,** Phys. Rev. 16, S. 365, 1921. Characteristics of Vacuum Tubes.

Bull, L., C. R. 172, 13, S. 807, 1921. Sur l'éclat de l'étincelle électrique.

Butterworth, S., Proc. Phys. Soc. London 32, S. 345, 1920. Ref. Nature 105, S. 842, 1920. The Maintenance of a Vibrating System by means of a Triode Valve.

Coldewey, H., Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 13, 1921. Ortsbestimmung durch Telefunken.

Collet, Paule, Ann. de phys. 15, S. 265, 1921. Sur les propriétés détectrices de la galène.

Crawley, C. G., St. Martin's le Grand 31, S. 69, 1921. Wireless Reception.

Davisson, C. and **L. H. Germer,** Phys. Rev. 15, S. 330, 1920. The Emission of Electrons from Oxide-coated Filaments under Positive Bombardement.

Dubosq, R., T. S. F. Moderne 1, S. 298, 1920. An American Wireless Telephone Installation.

Duncan, R. D., Phys. Rev. 17, 3, S. 302, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 325, 1921. Stability Conditions in Vacuum Tube Circuits.

Dushman, S., Gen. El. Rev. 23, S. 495, 605, 672, 731, 847, 1920; 24, S. 58, 244, 436, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 330, 1921. The Production and Measurement of High Vacua.

El. World, 77, 3, S. 148, 1921. The Nauen Wireless Station.

Electrician 87, 4, S. 112, 1921. Technical Wireless Commission.

Électricien 50, 1248, S. 115, 1920. Réglementation des petits postes récepteurs de T. S. F.

— ebenda 1250, S. 158. Poste pour réception d'ondes amorties ou non amorties.

— ebenda 51, 1264, S. 496, 1920. Un nouveau relais amplificateur.

— ebenda 52, 1274, S. 181, 1921. Un récepteur de T. S. F. portatif.

Elektrot. Ztschr. 42, 31, S. 858, 1921. Die Funkstationen Lafayette und Nauen.

Esau, A., Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 3, 1921. Drahtloses Peilen.

Ever. Eng. Mag. 10, S. 62, 1920. A Tube Set operated on A. C. without Rectification.

Fletcher, H., Phys. Rev. 15, S. 513, 1920. The Relative Difficulty of Interpreting the Spoken Sound of English.

Frayne, J. G., ebenda 17, S. 391, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 325, 1921. The Dynamic Characteristics of Three-electrode Vacuum Tubes.

Garrison, G. N., Wireless Age 8, S. 21, Jan. 1921. Efficient Design of Regenerative and Amplifier Circuits.

Gesell, Heinrich, Technik und Wirtschaft 14, 4, S. 235, 1921. Drahtlose Telegraphie und Telephonie im Nachrichtendienst.

Glage, G. und **H. Edler,** Archiv f. Elektrot. 10, 1/2, S. 56, 1921. Ziehen und Oberwellen beim Zwischenkreisröhrensender.

Goldsmith, A. N., Wireless Age 8, S. 19, Dez. 1920. The Production and Control of Radio Frequency Oscillations.

Grix, W., Elektrot. Ztschr. 42, 27, S. 717; 28, S. 752, 1921. Polaraufnahmen einfacher und kombinierter Wechselstromschwingungen.

Hammond, J. H., Wireless Age 8, S. 18, Nov. 1920. Hammond's Selective Receiver.

Harms, F., Rad. Rev. 2, 6, S. 313, 1921. Triode Oscillation Generators with Coupled Oscillatory Circuits.

Hartshorn, L. and **E. S. Keeping,** Proc. Phys. Soc. **33,** 4, S. 249, 1921. Note on Vacuum Tubes Used as Detectors of Electrical Oscillations.

Heising, R. A., Wireless Age 8, S. 20, Nov. 1920. Heising's Modulator Method.

— ebenda S. 23, März 1921. A Vacuum Tube Transmitter.

Hirsch, Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 17, 1921. Der heutige Stand unserer Großstationsbauten.

Hollingworth, J., Rad. Rev. 2, 6, S. 282, 1921. Directional Measurements with the R. A. F. System.

Hulburt, E. O. and **G. Breit,** Phys. Rev. **15,** S. 551; **16,** S. 274, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 324, 1921. The Detecting Efficiency of the Electron Tube Amplifier.

Jackson, L. C., Phil. Mag. 42, 247, S. 35, 1921. On the Theory of the Oscillation in Three Coupled Electric Circuits.

Industrie Électrique 30, 685, S. 9, 1921. Sur les principaux types d'oscillations persistantes qu'on rencontre en électricité.

— ebenda 687, S. 45. Sur les oscillations entretenues par un phénomène continu.

Joel, Kurt, Prometheus 32, 1, S. 1, 1920. Übergabe der Großfunkstelle Nauen an die Transradio A.-G.

Jones, E. T., Wireless Age 8, S. 23, Dez. 1920. A Wireless Telephone Set.

Journ. télégr. 45, 4, S. 74, 1921. Décret relatif à la réception des signaux radioélectriques.

Iron Age 1920, 6. Mai. A New Form of High Vacuum Pump.

Isbell, A. A., Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. 10, S. 187, 1921. Radio Taste Reception.

Keutel, F., Ztschr. f. d. phys. u. chem. Unterr. **34,** 2, S. 85. 1921. Die Großfunkstation Nauen.

Kimura, M. and **J. Nagahata,** Memoirs of the College of Science, Kyoto, Juni 1920. El. World 77, S. 441, 1921. Unilateral Conductivity of Tubes having a Salt Electrode.

Koppius, O., Phys. Rev. 17, S. 395, 1921. A Comparison of the Thermionic and Photoelectric Work Function from Platinum.

Lichtenstein, Leon, Elektrot. Ztschr. 42, 31, S. 841, 1921. Erdstromfragen in Theorie und Praxis.

Malassez, G., C. R. 172, 18, S. 1093, 1921. Emploi de la lampe à trois électrodes pour la mesure des courants d'ionisation.

Marchand, H., Ind. Él. 30, 690, S. 105, 1921. La radiotélégraphie transoceanique. (Le système Alexanderson.)

Maurer, P., Électricien 50, 1232, S. 3; 1233, S. 34, 1919. Notions pratiques de T. S. F.

Maurer, P., ebenda 1235, S. 81. Tubes à vides détecteurs et amplificateurs.
— ebenda 1255, S. 279. Calcul et montage des condensateurs pour T. S. F.
— ebenda 1261, S. 413. Réception des ondes entretenues.
— ebenda 52, 1273, S. 151, 1921. Les montages de télégraphie sans fil.
Meissner, A., Naturwissenschaften 9, 23, S. 445, 1921. Die drahtlose Telephonie.
Mignet, H., T. S. F. Moderne 1, S. 221, 261, 303, 1920; 2, S. 14, 1921. The Manufacture of Three-electrode Vacuum Tubes by an Amateur.
Mitt. Phys. Ges. Zürich 19, S. 70, 1919. Ref. Helios 26, 45, S. 412, 1920. Über den Einfluß des Elektrodenmaterials auf das Funkenpotential.
Müller, Otto, Ingenieur-Ztg., Cöthen, 13, 47, S. 361; 14, 7, S. 61, 1921. Der Hochfrequenzwiderstand des menschlichen Körpers.
Nature 107, S. 241, 1921. Long-distance Telephony.
Owen, D. and R. M. Archer, Proc. Phys. Soc. London 33, S. 104, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 322, 1921. The Quickness of Response of Current to Voltage in a Thermionic Tube.
Pocock, L. C., Electrician 86, S. 246, 1921. Ref. Rad. Rev. 2. 6, S. 322, 1921. Distortion in Thermionic Tube Circuits.
Prawitz, Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 27, 1921. Der Telefunken-10-kW-Röhrensender in Prag.
Purington, E. S., Phys. Rev. 15, S. 556, 1920. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 311, 1921. The Load on the Modulator Tube in Radio Telephony Sets.
Pyle, H. S., Wireless Age 8, S. 22, Dez. 1920. A Sensitive and Compact Multiple Receiver.
Rad. Rev. 2, 6, S. 307, 1921. The Manufacture of Radio Apparatus in France.
Reed, J. G., Sea, Land and Air 3, S. 124, 1920. Lighting Valve Filaments with A. C.
— ebenda S. 682, 1921. Long Wave Receivers.
Respondek, Georg, Technik und Wirtschaft 14, 2, S. 71, 1921. Die Hochfrequenztelephonie und -Telegraphie im Wirtschaftsdienst des In- und Auslandes.
Rogowski, W., Archiv f. Elektrot. 10, 1/2, S. 1, 1921. Die Frequenzsprünge des Zwischenkreisröhrensenders bei primärer Gitterkopplung.
— ebenda S. 15. Der Zwischenkreisröhrensender bei sekundärer Gitterkopplung.
Round, H. J., Rad. Rev. 2, 6, S. 303, 1921. A Use for the Valve in Wireless Measurements.
Rüdenberg, Reinhold, Elektrot. Ztschr. 42, 31, S. 847, 1921. Über den räumlichen Verlauf von Erdschlußströmen.
Schmitt, C., Electricien 50, 1239, S. 187, 1919. Progrès récents en radiotéléphonie.
Scott-Taggart, J., Wireless Age 8, S. 20, Jan. 1921. A Vacuum Tube Oscillator.
— ebenda S. 17, Jan.; S. 17, Febr.; S. 21, März; S. 17, April 1921. Radiotelephony Systems employing Thermionic Vacuum Tubes.
— El. Rev. 88, S. 7, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 328, 1921. The Production of Continuous Oscillations in Circuits which contain Capacities of High Value.

Scott-Taggart, J., Electrician 86, S. 87, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 334, 1921. Some New Circuits for Radiotelegraphy employing a Double Grid Vacuum Tube.

Scripture, E. W., Nature **106**, S. 664, 1921. Nature of Vowel Sounds.

Shaughnessy, E. H., Post Off. El. Eng. Journ. **14**, S. 30, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 6, S. 330, 1921. The Use of an Spacing Wave in Continuous Wave Wireless Telegraphy.

Smith, B. S. and **G. F. Partridge**, Proc. Phys. Soc. **33**, 4, S. 243, 1921. A Method of Measuring Frequencies.

Smith-Rose, R. L., Beama Journ. 7, S. 567; 8, S. 20, 1920. Some Applications of Thermionic Valve Rectifiers.

Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 12, 1921. Der neue Telefunken-Peiler.

— ebenda S. 43. Raumtelephonie.

— ebenda S. 46. Über Telegraphen-Schlüssel.

T. S. F. Moderne 1, S. 176, 1920. German Developments in C. W. Stations.

Thurn, H., Telefunken-Ztg. 4, 23, S. 30, 1921. Funktelegraphie und Zeitsignaldienst.

Tucker, W. S. and **E. T. Paris**, Trans. Roy. Soc. **221 A**, S. 389, 1921. A Selective Hot Wire Microphone.

Valensi, G., Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. **10**, S. 63, 1921. The Telephonic Relays of the Western Electric Company.

Wade, E. H. B., Engineer **131**, S. 442, 1921. Meniscus Microphones.

Wailes, R. B., Exp. Sc. 1, S. 53, 6, 1920. Production of High Vacua in the Laboratory.

White, W. C., Gen. El. Rev. **23**, S. 514, 1920. Ref. El. World 76, S. 536, 1920. Sc. Abstr. 23 B, S. 444, 1920. Rad. News 2, S. 204, 1920. Elettrotecnica 8, S. 14, 1921. Rev. Gén. de l'Él. **9**, S. 58 D, 1921. Rad. Rev. 2, 6, S. 327, 1921. Electron Power Tubes and some of their Applications.

— ebenda S. 840. Some Practical Operating Features of Tungsten Filament Electron Tubes.

Wireless Age 8, S. 26, Nov. 1920. The Universal Wavelength Receiver.

Jahrbuch

Zeitschrift für

drahtlose Telegraphie und Telephonie

sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. November 1921. Heft 5.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an die Redaktion: *Prof. Dr. H. Faßbender, **Berlin-Lichterfelde, Enzianstrasse Nr. 1,*** zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von ***M. Krayn**, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Über den Erdwiderstand von Antennen.

Von **A. Meißner.**

(Mitteilungen des Laboratoriums der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie.)

Eines der wichtigsten Probleme der drahtlosen Technik ist seit langem die Frage: Wie baue ich am zweckmäßigsten eine Sendeantenne, insbesondere für größere Energien? 1911 herrschte in diesem Punkt noch völlige Unklarheit. In England baute man 1000—2000 m lange, 50—80 m hohe L-Antennen, denen man fabelhafte Richtwirkung zuschrieb und deren Überlegenheit man auch durch Theorien nachzuweisen versuchte. Telefunken hingegen trat in der Hauptsache für die Schirmantenne ein und andere wiederum wollten nur mit Erdantennen senden.

Um für die damals schwebenden Kolonialgroßstationsprojekte Grundlagen zu schaffen, entschloß sich endlich Telefunken zu längeren eingehenden Antennenversuchen[1]). Diese erstreckten sich einerseits auf die Dimensionierungsfrage der verschiedenen Antennen: Vorausbestimmung ihrer Kapazität, Eigenschwingung und Dämpfung, Einfluß bzw. Isolierung der Metallteile von Mast und Abspannung, andererseits auf die Strahlungsverhältnisse. An die in Nauen vorgenommenen Versuche schlossen sich längere Fernversuche zwischen Nauen und Jena an. Die damals aufgestellten Richtlinien — seit dieser Zeit allgemein maßgebend für den Antennenbau — waren in der Hauptsache folgende:

1. die Beziehung, daß der Strahlungswiderstand proportional ist $\frac{h^2}{\lambda^2}$, gilt für alle Antennenformen (h = Höhe, λ = Welle der Antenne).

2. Die Form der Antennen ist bei gleicher mittlerer Höhe in weiten Grenzen gleichgiltig; Schirm-, T- und L-Antennen sind bei gleichen Erd- oder Gegengewichtsverhältnissen gleichwertig, nur eine L-Antenne, insbesondere mit $l > 4\,h$ ist schlechter, da zu große Verluste im Erdboden auftreten (l = Länge der Antenne).

3. Die Richtwirkung der L-Antenne ist bei einer Verlängerung von mehr als 20 % praktisch zu vernachlässigen.

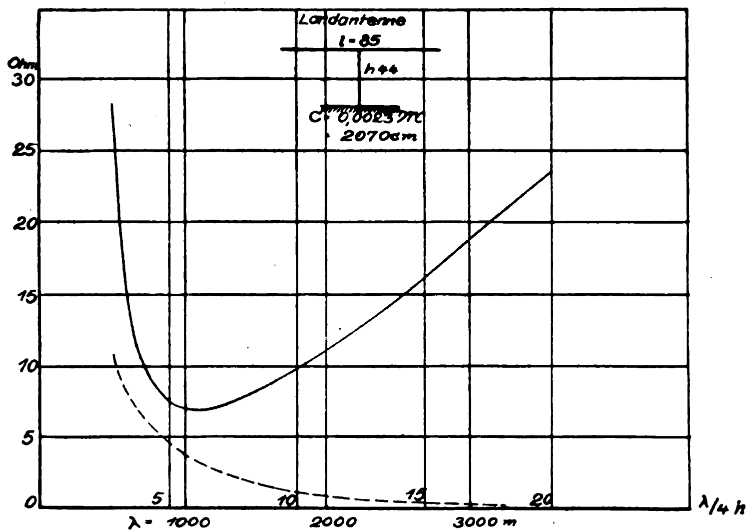
Eine Frage blieb damals noch ungeklärt:

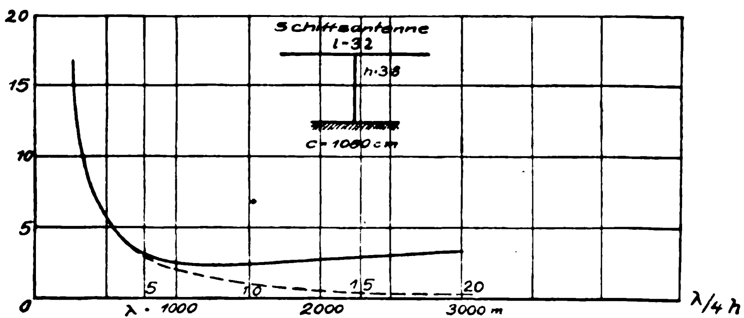
Durch welche Mittel kann der Erdübergangswiderstand der

1) An diesen, sowie den späteren Versuchen waren in der Hauptsache beteiligt die Herren Betz, Flaum, Hornoff, Pusch, Reinhard, Rausch von Traubenberg.

Antenne verkleinert werden? Gerade diese Frage wurde von Jahr zu Jahr brennender, da vom Erdwiderstand in der Hauptsache der Wirkungsgrad der ganzen Antennenanlage, insbesondere bei großen Anlagen abhängt. Bei dem Schwingungserzeuger ist man schon in den letzten Jahren auf Wirkungsgrade von 70—80 % gekommen. Dagegen sind die Antennenanlagen selbst eigentlich von Jahr zu Jahr schlechter geworden in dem Maße, wie man zur Verminderung der Absorption und Verbesserung der gegenseitigen Störungsfreiheit zu immer längeren Wellen überging. Denn wenn man auch fast die höchsten technisch herstellbaren Maste verwendete, so erreichte man bei 12—20 km Wellenlänge doch nur einen Strahlungswiderstand von 0,1 bis etwa über 0,3 Ω, dem ein bei diesen langen Wellen auf etwa 1,5—5 Ω angewachsener Erdwiderstand gegenübersteht. Das bedeutet einen Wirkungsgrad der Antennenanlage von nur 5—15 %. Man ersieht daraus, daß das ganze Antennen-Wirkungsgradproblem bei großer Antennenverlängerung lediglich durch Reduktion des Erdwiderstandes gelöst werden kann. Nach welchen Gesichtspunkten hier vorzugehen ist, erkennt man am besten aus den vorliegenden Versuchsergebnissen.

Fig. 1 zeigt für die drei wichtigsten Antennenanordnungen: normale Landantenne, Schiffsantenne und Großstationsantenne, den Antennenwiderstand in Abhängigkeit von der Wellenlänge bzw. von der Verlängerung $\frac{\lambda}{4h}$. Aus den Kurven sehen wir, daß die Großstationsantenne von einer Kapazität $C = 30000$ cm bei gleicher Verlängerung einen wesentlich kleineren Widerstand — 2—3 Ω — aufweist, als die kleine T-Antenne von 2000 cm, d. h., mit der Vergrößerung der Dimensionen sinkt der Widerstand der Antennen. Abraham hat sich seinerzeit im Telefunkenlaboratorium (1917—1918) mit diesem Problem theoretisch beschäftigt und kam zu dem Ergebnis: Das Produkt Leitfähigkeit des Bodens und Dimension der Antenne ist eine Konstante. Nach Abraham müßte also, wenn wir die Dimensionen einer Antenne im Verhältnis 1 : 2 vergrößern, bei gleicher Leitfähigkeit des Bodens der Erdwiderstand der Antenne auf die Hälfte sinken. Daß diese theoretische Konsequenz in der Praxis leider nicht ganz erfüllt wird, deuten schon die Kurven I und III der Fig. 1 an. Deutlicher geht es aus der Fig 2 hervor. Sie zeigt die reinen Erdwiderstände einer größeren fächerförmigen L-Antenne (mittlere Höhe 80 m, Länge 400 m, Breite am Ende 550 m, $C = 15000$ cm) und derjenige derselben Antennen in allen Dimensionen, auch der Erdung, im Maßstabe


Landantenne
l = 85
h 44
C = 0,0023 mf
= 2070 cm
Ohm
30
25
20
15
10
5
0
5
10
15
20
λ/4 h
λ = 1000
2000
3000 m


Schiffsantenne
l = 32
h = 38
C = 1060 cm
20
15
10
5
0
5
10
15
20
λ/4 h
λ = 1000
2000
3000 m

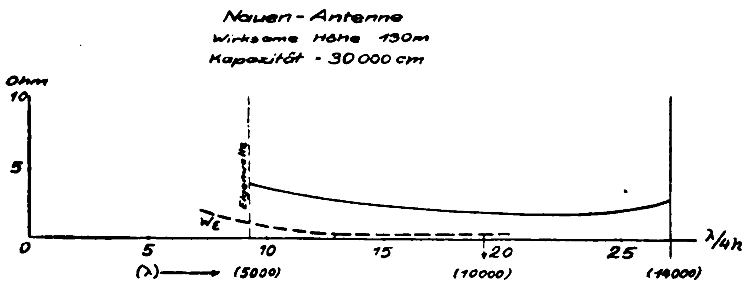

Nauen-Antenne
Wirksame Höhe 130m
Kapazität = 30000 cm
Ohm
10
5
0
5
10
15
20
25
λ/4h
(λ)
(5000)
(10000)
(14000)
Eigenwelle
W_E

Fig. 1.

1:20, verkleinert ausgeführt. Der Widerstand ist zwar sehr stark, besonders bei den größeren Verlängerungen, gesunken, aber doch nicht im Verhältnis 1:20, obwohl die Bodenverhältnisse identisch waren. Freilich ist schwer zu beurteilen, ob die Bodenverhältnisse in der Nähe der Erddrähte in 2—5 cm Tiefe auf demselben Terrain die gleichen sind wie in 40—60 cm Tiefe.

Die Abrahamsche Ableitung gilt, wenn alle Antennendimensionen

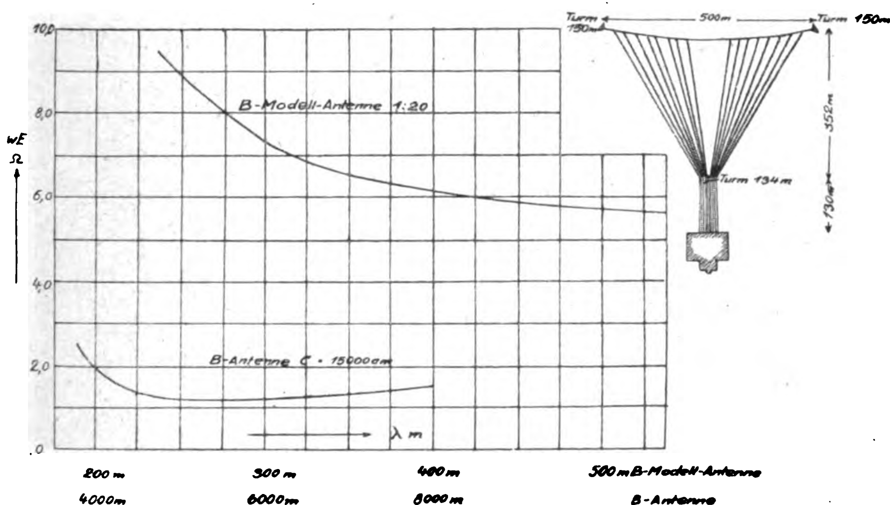
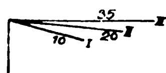


Fig. 2.

gleichförmig vergrößert werden, aber nicht für den Fall, daß nur einzelne Elemente vergrößert werden, die anderen aber konstant bleiben. Hier interessiert die Technik besonders die Frage, ob für eine gegebene Wellenlänge nur durch Vergrößerung der Antennenkapazität der Erdwiderstand reduziert werden kann. Die Kurven Fig. 3 geben hier Aufschluß über eine zentrale Antenne (Schirm), Höhe 10 m, 12 Drähte, Drahtlänge 10, 20 und 35 m, Abspannung auf 60 m, Erde 12 Drähte 25 m. Wir sehen, wir erhalten hier bei den längeren Wellen bei der Vergrößerung der Antenne von 10 auf 20 m eine ganz wesentliche Verbesserung, der Widerstand sinkt sogar mehr als proportional der Vergrößerung, bei $\lambda = 900$ m ist z. B.

$\frac{W_{20\,\mathrm{m}}}{W_{10\,\mathrm{m}}} = \frac{2\ \Omega}{5{,}3\ \Omega}$. Beim Übergang von 20 auf 35 m und ebenso bei kürzeren Wellen in der Nähe der Eigenschwingungen wird die Proportionalität nicht erreicht. Die Werte waren hier vielleicht etwas beeinflußt durch die besonderen Bodenverhältnisse, insofern als ein Teil des Antennengeländes mit Wasser überflutet war. Besonders auffallend ist in Kurve I der starke Anstieg des Widerstandes mit zu-



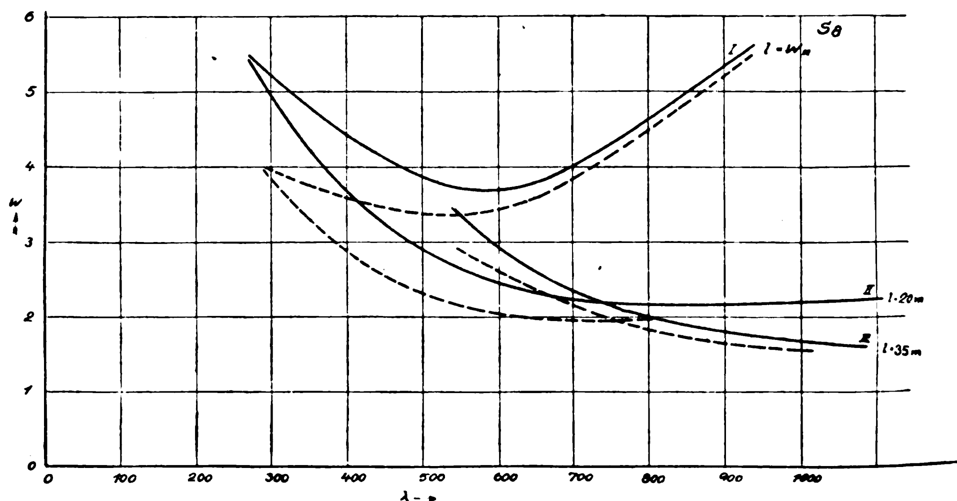


Fig. 3.

nehmender Welle. Howe nimmt an, daß dieser Anstieg nach einer Geraden erfolgt, und daß wir es dementsprechend mit rein dielektrischen Verlusten zu tun haben, die bekanntlich umgekehrt proportional der Frequenz, also proportional zu λ sind. Wir können uns die Antenne gewissermaßen aus zwei Kapazitäten bestehend denken (Fig. 4), einem verlustlosen Luftkondensator C_1 in Serie mit einem Kondensator C_2 mit schlechtem Dielektrikum. Das Schema nimmt dann die Form der Fig. 5 an. C_2 ist hier dargestellt auch durch einen verlustfreien Kondensator mit parallel geschaltetem Ohmschen Widerstand. Es geht dann vom Gesamtstrom J um so mehr durch C_2, je größer C_2 und je kleiner λ ist.

Der resultierende Verlustwiderstand W, d. h. der gemessene Erd-

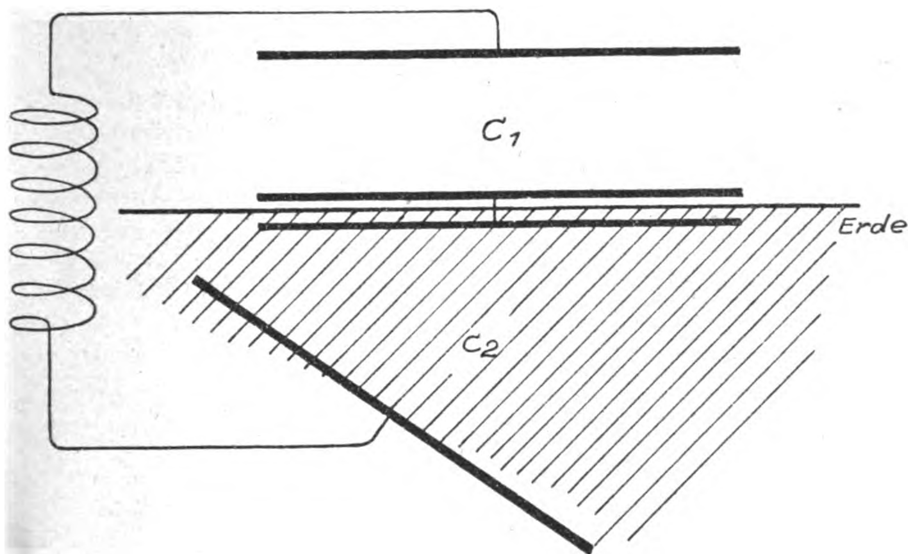


Fig. 4.

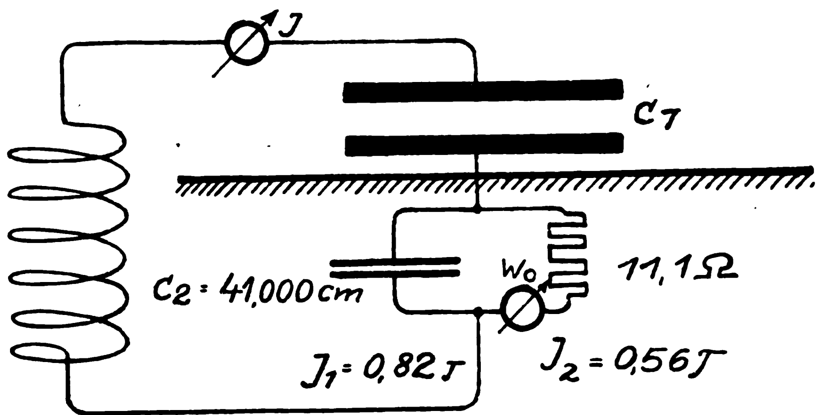


Fig. 5.

widerstand ist um so höher, je größer λ, und um so geringer, je größer die Kapazität C_2 ist. C_2 steigt aber im allgemeinen wiederum mit steigender Antennenkapazität C_1, wir haben also ein sinkendes W bei zunehmender Antennenkapazität. Bedingung ist hier, daß C_2 mit zunehmender C_1 steigt, d. h., daß bei der Antennenver-

größerung die zusätzliche Kapazität C_1 und C_2 gleichwertig den vorhandenen Kapazitäten parallel geschaltet werden. Dies ist bei manchen Antennenformen, z. B. bei L-Antennen, nicht der Fall. — Aus den Widerstandswerten der Kurven I, z. B. bei 650 und 950 m lassen sich die Werte von W_0 und C_2 errechnen und daraus das Verhältnis der Ströme in den beiden Zweigen. In der Fig. 5 sind die Stromwerte für $\lambda = 650$ m angegeben.

In der Vergrößerung der Antennenkapazität hätten wir also ein Mittel, den Erdwiderstand zu verringern, aber leider sind wir praktisch

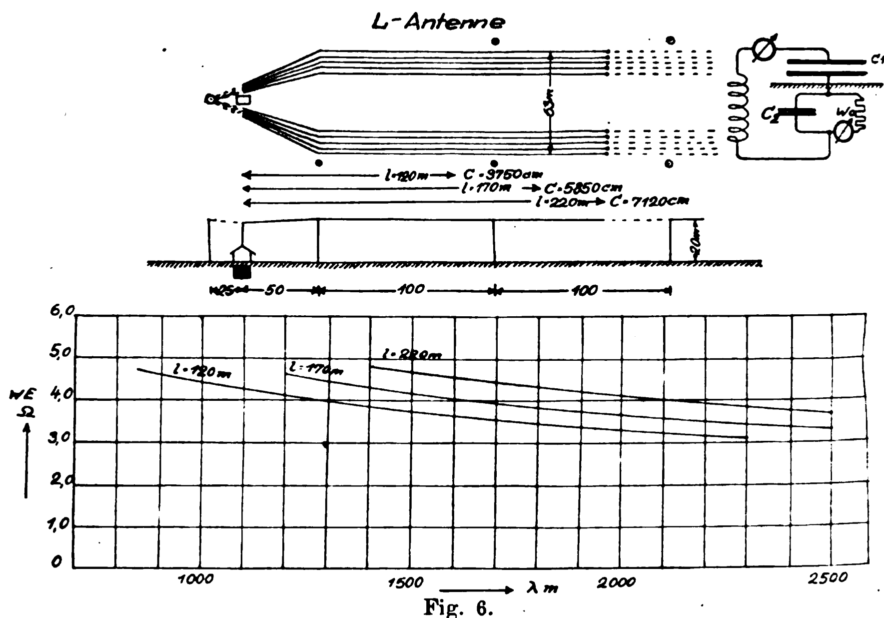


Fig. 6.

damit bald am Ende. Wir kommen bald in den Bereich der Eigenschwingung der Antenne, müssen stark verkürzen, und außerdem steigt aus irgendwelchen, nicht ganz ersichtlichen Gründen in der Nähe der Eigenschwingung der Widerstand wieder an. Wir sehen auch, daß wir selbst bei den günstigsten Kapazitätsverhältnissen mit dem Widerstand meist kaum unter 2—2,5 Ohm herunterkommen werden. Bei unsymmetrischen Antennen hilft uns das Mittel überhaupt nicht, ja hier steigt sogar der Widerstand mit zunehmender Kapazität. Fig. 6 gibt den Widerstand einer L-Antenne bei verschiedenen Längen ($L =$ 120, 170, 220 m, Masthöhe 20 m, Breite 63 m, 10 Drähte, $C =$

3750, 5850, 7120 cm). Durch Vergrößerung der Kapazität im Verhältnis 1 : 2 ist der Wideistand um 25—30 % gestiegen (s. λ = 1500 m, Kurve l = 120 m und Kurve l = 220 m). Die hinzugefügte Kapazitätsfläche schaltet sich hier nicht gleichförmig parallel der ursprünglichen Fläche, d. h. im Schema der Fig. 5 ist die Kapazität C_2 durch Vergrößerung der Antennenkapazität C_1 kleiner statt größer geworden.

Es fragt sich nun, kommen wir mit den seinerzeit von Telefunken zuerst eingeführten Gegengewicht in bezug auf Verminderung des Erdwiderstandes weiter? Fig. 7 zeigt bei einem kleinen Gegengewicht die Veränderung des Widerstandes bei Veränderung aller

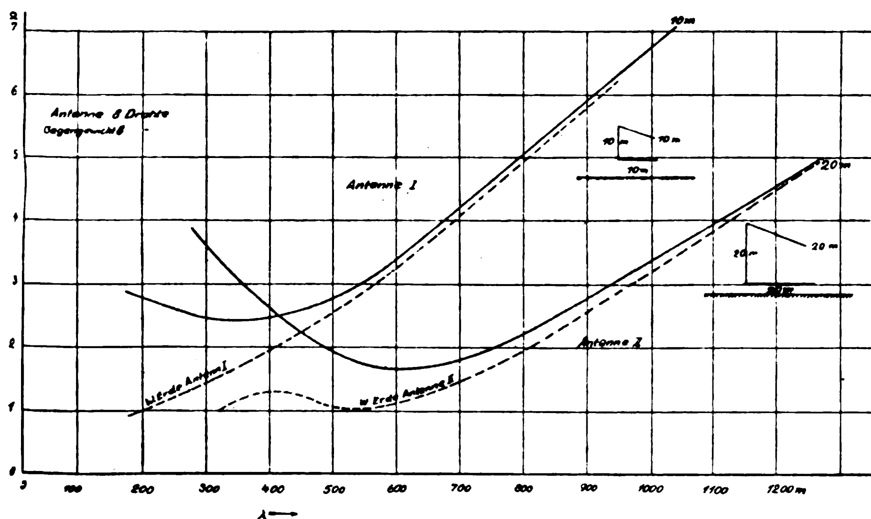


Fig. 7.

Antennendimensionen im Verhältnis 1 : 2. Wir haben hier einerseits eine 10 m hohe Antenne, Drahtlänge 10 m, 8 Drähte, Gegengewicht 10 m, 8 Drähte, andererseits eine 20 m hohe Antenne, Drahtlänge 20 m, 8 Drähte, Gegengewichtsdrahtlänge 20 m, 8 Drähte. Die Abrahamsche Beziehung ist hier nicht gewahrt, wohl aber nimmt bei konstanter Welle ($\lambda > 500$ m) mit zunehmender Kapazität der Widerstand ab. Auch wenn wir die Antennenhöhe und die Welle konstant lassen, so erhalten wir eine ähnliche Widerstandsreduktion mit zunehmender Kapazität wie bei der Erdung. Fig. 8 zeigt diese Verhältnisse bei einem größeren Gegengewicht. Die Antenne (Schirm-

antenne) hat hier $h = 30$ m, Abspannung 80 m, Drahtlänge 15, 25, 50 m, Drahtzahl 12, $C = 1000$, 1400 und 2700 cm. Das Gegengewicht besteht aus 50 Drähten à 40 m, anschließend daran weitere 100 Drähte à 40 m. Leider war hier das Gegengewicht aus Eisendraht, das schlechteste, was man bei Hochfrequenz nehmen kann. Es erhöhte sich der Widerstand dadurch um 0,1 bis 0,2 Ω. Der Widerstand sinkt stark mit steigender Kapazität und wir kommen bei der größten Kapazität, selbst bei den größten Verlängerungen unter 1 Ω herunter, also wesentlich weiter als bei Erdung. Fig. 9 zeigt die entsprechenden Werte für eine L-Antenne mit größerem

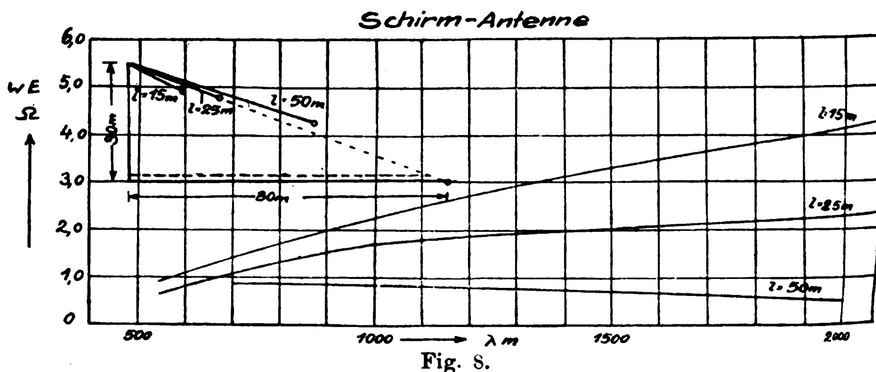


Fig. 8.

Gegengewicht (Antenne 4 Drähte à 135 m, $H = 21$ m, Gegengewicht 12 Drähte à 200 m). Bei den kurzen Wellen sind hier die Widerstände hoch, bei den langen kommen wir auch unter 1 Ω herunter.

Eine größere Gegengewichtsanlage hatte 1915 unsere Station Sayville in Amerika erhalten.[1]) Sie war seinerzeit von Prof. Zenneck durchgemessen worden. Die Antenne war damals schirmartig mit einem Radius von etwa 240 m, die Kapazität = 11 800 cm, die mittlere Höhe ~ 65 m, das Gegengewicht ragte wenig über die Antennenfläche hinaus. Es hatte 56 Drähte von ~ 265 m Länge, in 2,5 m Höhe. (Das Grundwasser lag 6 m tief.) Der Gesamtwiderstand der Antenne ergab sich zu 1,55 Ω bei einer Welle von 4640 m, d. h. bei einem Strahlungswiderstand von 0,31 und einem Spulenwiderstand von 0,7 Ω ist der Erdwiderstand = **0,5—0,6** Ω. Daß diese Gegengewichte aber noch nicht ausreichend waren, zeigt eine Gegengewichtsausführung von Rendahl in Karlborg-Schweden. Es handelt sich

1) Jahrb. 1916, Bd. 11, S. 235.

hier um eine Reusenantenne zwischen zwei 210 m Masten. Die Länge der Reuse ist 400 m bei einem Durchmesser von 30 m (60 Drähte). $C = 8000$ cm. Die Fläche unter der Antenne — alles Felsen — ist rundherum bis auf einen Abstand von über 400 m von einem engen Gegengewicht bedeckt. Die Gegengewichtsdrähte sind in 5 m Höhe über dem Boden und in einem gegenseitigen Abstand von 3 m gespannt. Sie werden von 500 Telegraphenstangen getragen.

Für das Gegengewicht wurden 400 km 1 mm Kupferdraht ver-

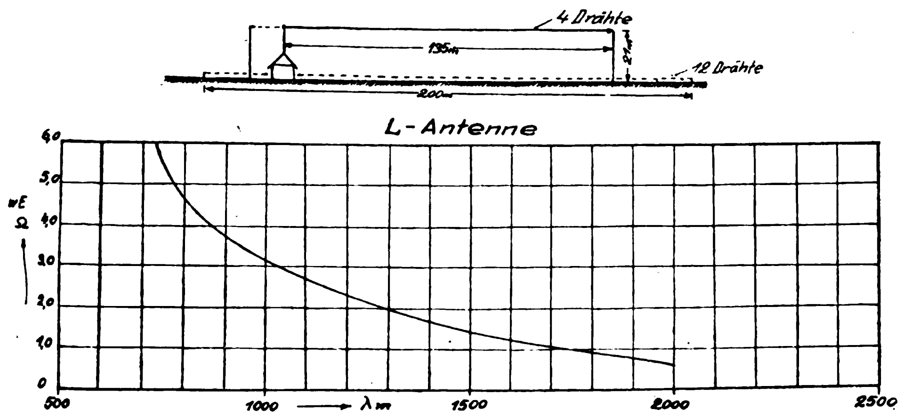


Fig. 9.

wendet. Rendahl gibt für diese Anordnung folgende Widerstandswerte an:

λ	Strahl.-Wdst.	Ges.-Wdst:
3600	4,95	5,2
5400	2,2	2,9

Da im Gesamtwiderstand auch noch der Widerstand der Verlängerungsspulen enthalten ist, und wir bei λ 5400 m für die 900000 cm Verlängerungsselbstinduktion mit Sicherheit annähernd 0,7 Ω Spulenwiderstand rechnen müssen, kommen wir auf einen Erdwiderstand kleiner als 0,1 Ω. Hier sind also zum ersten Male diese idealen kleinen Erdwiderstände, wie wir sie für Großstationen brauchen, erreicht worden. Diese kleinen Werte sind freilich mit sehr großen Kosten erkauft und diese Kosten würden noch auf ein Vielfaches bei einer großflächigen Großstationsantenne steigen. Bei einer solchen Antenne hätte das Gegengewicht eine Fläche von 5—6 qkm zu bekommen.

Wegen dieser hohen Kosten sahen wir uns gezwungen, wieder zu Erdungsanlagen zurückzukehren. Nach längeren Versuchen hat sich hier eine Anordnung ergeben, mit welcher wir auf ähnliche kleine Widerstände herunterkommen wie bei den Rendahlschen großen Gegengewichten. Das Prinzip ist, aus der Erdfläche den Strom immer möglichst gleich dort herauszunehmen, wo der von der Antenne kommende Kraftlinienstrom in den Boden eintritt, so daß längere Stromwege und Ausgleichströmungen im Erdboden vermieden sind, bzw. den vom Sender kommenden Strom so auf die einzelnen Erdungen zu verteilen, daß jede Erdung nur so viel Strom bekommt als dem ihr zugeordneten Antennenkraftlinienstrom entspricht. Kann man die ganze Bodenfläche nicht mit Erdungen bedecken, so sind die Erdungen vor allem dort anzubringen, wo der prozentuell größte Anteil des Antennenkraftlinienstromes in den Boden eintritt. Gerade hiergegen hat man bisher gefehlt. Meist wurden die Erdungen so ausgeführt, daß der Strom im Zentrum der Antenne oder etwa 100 m vom Zentrum in den Boden übertrat bei einem Radius der Antennenfläche von 400 bis 500 m. Bei einer Zentralantenne und auch bei jeder anderen liegt aber gerade der Schwerpunkt oder besser die Schwerlinie des aus der Antenne in den Boden eintretenden Kraftlinienstromes am äußeren Rande der Antennenfläche. Es ergibt sich dies ja schon aus den einfachen Formeln für die Kapazitätsberechnung, z. B. aus der Näherungsformel von Austin

$$C = \left(0{,}88\,\frac{a}{h} + 4\sqrt{a}\right)\cdot 10^{-5}\ \text{Mi.}$$

(a die Fläche, h die Höhe der Antenne). (Die hiernach berechneten Werte sind ca. 10 % zu groß.) Die Kapazität setzt sich zusammen aus 2 Teilen: der erstere Teil berechnet sich wie ein einfacher Plattenkondensator, dessen Fläche annähernd gleich der Antennenfläche ist, und der zweite Teil ist zurückzuführen auf die Randstrahlung, bezieht sich also auf den Raum außerhalb der Antennenfläche. Gerade dieser zweite Teil ist aber z. B. bei unseren Großstationsantennen mit einem Radius $R = 500$ m und einer Höhe $h = 200$ m größer als der Kapazitätsanteil der eigentlichen Antennenfläche, $\frac{35.5\cdot 10^{-3}\ \text{Mi.}}{34{,}5\cdot 10^{-3}\ \text{Mi.}}$, d. h. der Hauptteil der Antennenkapazität und dementsprechend der Hauptteil der von der Antenne in den Boden eintretenden Kraftlinien liegt außerhalb der Antennenprojektion, also weit ab vom Zentrum der Antenne. Genauer erkennt man die Verteilung der in den Boden ein-

tretenden Strömungen aus dem nach Maxwell bestimmten Kraftlinienfeld der Antenne. (Fig. 10.) Zerlegt man die Bodenfläche unter der Antenne in gleichbreite Ringe, z. B. 1 m breit, bestimmt den in jeden Ring eintretenden Kraftlinienstrom und trägt ihn senkrecht zum mittleren Radius jedes Ringes auf, so erhalten wir in der schraffierten Fläche A den gesamten in den Boden eintretenden Kraftlinienstrom. Der Schwerpunkt der Stromfläche liegt in der Nähe des Randes der Antenne, d. h., wollen wir die Stromwege im Erdboden möglichst reduzieren, so sind die Erdungen vor allem am Rande anzubringen und hier die Ströme aus dem Boden herauszunehmen, bzw. hier die Ströme

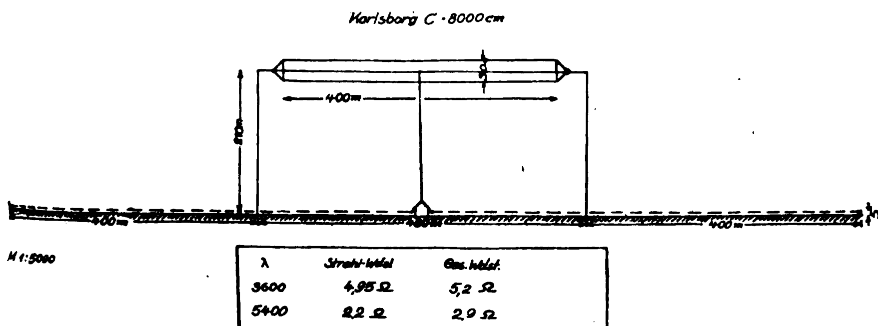


Fig. 10.

vom Sender zuzuführen. Führen wir den Strom im Zentrum in die Erde, so muß der ganze Strom, der außerhalb der Antennenprojektion in den Boden eintritt, also mehr als die Hälfte des gesamten Antennenstromes, die ganze Längendimension der Antenne durch das schlechtleitende Erdreich geführt werden. Fig. 10 rechts zeigt die Stromverteilung bei einer ausgeführten Antenne. Die Antenne war gedacht als Modell einer Großstationsantenne (im Verhältnis 1 : 20). Die Antenne hatte Fünfeckform (Fig. 11), Radius 25 m. Die Höhe der Antenne war gleichförmig 10 m über dem Boden, die Kapazität war 2065 cm. Unter der ganzen Antenne und um die Antennenhöhe über die Antennenprojektion hinausgehend waren Erdungen angebracht, angeordnet in vier konzentrischen Ringen. Die Einzelerdung hatte die Form eines Sternes (Fig. 12). Vom Mittelpunkt 0 gingen vier oberirdische Zuführungen nach den vier eigentlichen Erdungssternen. Im ersten Ring, von außen gerechnet, lagen 28 Erdsterne, im zweiten 25, im dritten 15, im vierten 5. Vom ersten Ring führten 18 Zuführungen zur Mitte, vom zweiten 13, vom dritten 8, vom vierten 2.

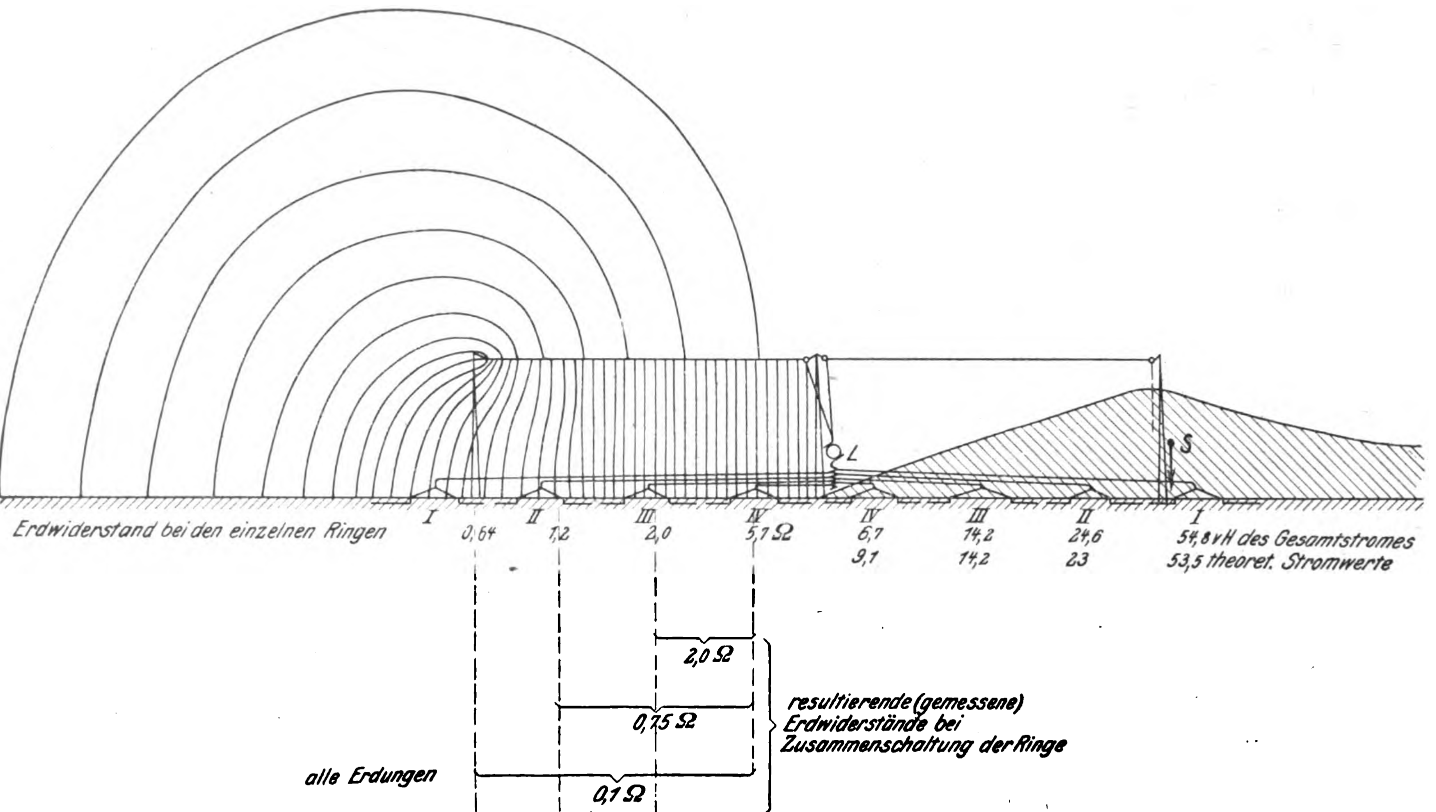

L
S
I
II
III
IV
IV
III
II
I
Erdwiderstand bei den einzelnen Ringen
0,64
1,2
2,0
5,7 Ω
6,7
14,2
24,6
54,8 v H des Gesamtstromes
9,1
14,2
23
53,5 theoret. Stromwerte
2,0 Ω
0,75 Ω
0,1 Ω
alle Erdungen
resultierende (gemessene) Erdwiderstände bei Zusammenschaltung der Ringe

Fig. 11.

am Mittelmast waren die Zuführungen etwa in 3 m Höhe aufgehängt. Die Erdungen waren **ringweise** zusammengefaßt und durch Anschalten der Erdungen an die Spule L (Fig. 10) bzw. durch ein Einschalten

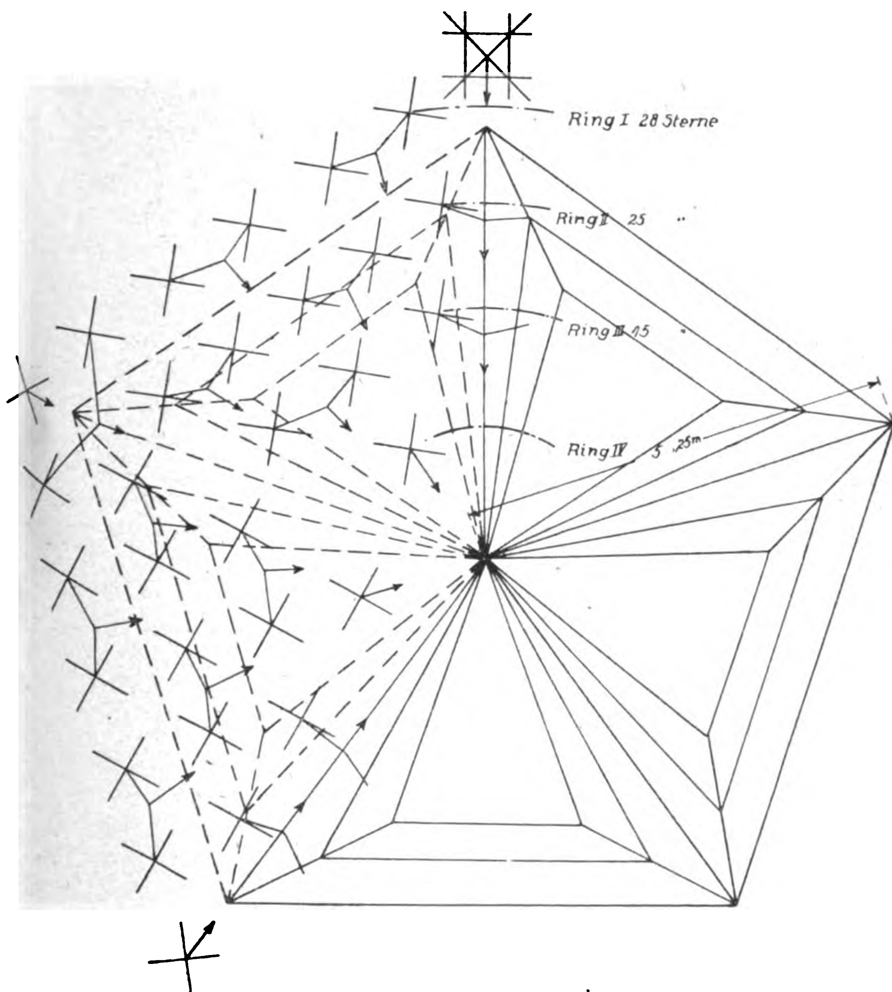


Fig. 12.

von mehr oder weniger Selbstinduktion L in die Erdungsleitungen konnte die Stromverteilung nach den einzelnen Ringen beliebig geändert werden. Stellte man die Ströme durch Veränderung dieser Selbst-

induktionen so ein, daß das System den kleinsten Widerstand hatte — bei einer dem Radius der Erdungsringe proportionalen Anzahl von Stromzuführungen nach den einzelnen Ringen sind alle Zuführungen ohne Zwischenschaltung einer Selbstinduktion L einfach zusammenzuführen, da sich die richtige Stromverteilung dann automatisch einstellt, — so verteilt sich der Gesamtstrom auf die vier Ringe, wie Fig. 10 rechts angibt. Der äußerste Ring führt mehr als 50 % des Gesamtstromes. Die aus dem Kraftlinienbild berechnete Stromverteilung ist in der zweiten Zeile rechts (Fig. 10) angegeben.

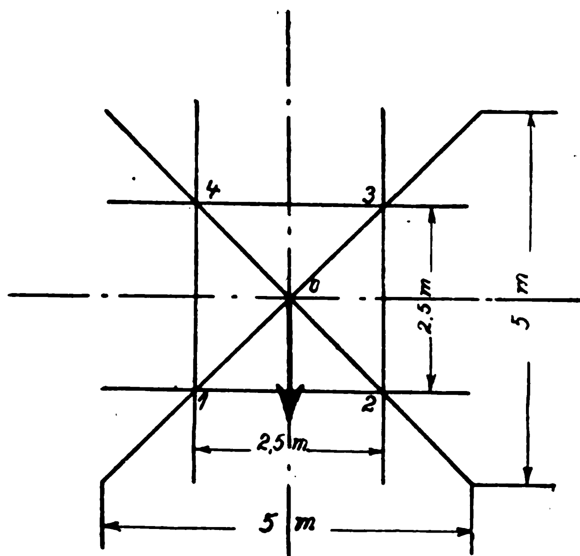


Fig. 13.

Auf der linken Seite der Fig. 10 sind die bei der Verwendung der einzelnen Ringe gemessenen Erdwiderstände angegeben; die zweite und dritte Zeile gibt die Widerstände bei Kombination mehrerer Ringe, die vierte den Widerstand, wenn alle Ringe zusammengeschaltet sind. Wir sehen, arbeiten wir nur mit Ring 4, d. h. einer Erdung, die den bisher normal ausgeführten Erdungen entspricht, bzw. besser ist, so haben wir einen Widerstand von 5,7 Ω, einen Wert, wie wir ihn auch sonst bei geerdeten Antennen von dieser Größe messen. Arbeiten wir nur mit Ring 1, so sinkt der Widerstand auf 0.64 Ω. Durch Kombination aller Ringe kommen wir dagegen auf einen Widerstand von $<$ als $^1/_{10}$ Ω. Dieser Widerstand wurde gemessen bis zu

einer Welle von 400 m herunter; ab 1200 m steigt er etwas und war bei $\lambda = 1835$ m Welle ein Wert von $< 0,4\ \Omega$. Wir sehen aus den Messungen, daß der mittlere Teil der Antenne und Erdungen fast ohne Bedeutung für uns ist, wir könnten ihn vollkommen fortlassen, wenn wir ihn nicht für die Stromzuführung nach dem äußeren Rande brauchten. Die Sternerdungen wurden bei späteren Versuchen durch vertikale Rohre ersetzt und dadurch die Herstellung der Erdung wesentlich vereinfacht. In Verwendung kamen 1 m lange Rohre von 3 cm Durchmesser, sie wurden in verschiedene Tiefen in den Boden getrieben und für jede Tiefe eine Messung vorgenommen. Es ergab sich, daß dem in Fig. 13 dargestellten Stern 4 Rohre in den 4 Ecken von $^1/_2$ m Tiefe entsprachen.

Wenn wir nun aus obigen Messungen auf die 20mal größeren Großstationsantennen schließen wollen, und gleichzeitig den Abrahamschen Modellsatz berücksichtigen, so können wir mit Bestimmtheit erwarten, daß wir bei der 20mal größeren Antenne weit unter den obigen Widerstandswerten bleiben werden, bzw. daß wir dann entsprechend weniger Erdungen verwenden können.

Obige Erdungsanlage ist auch für das neue Projekt der Vergrößerung Nauens vorgesehen. Da hier die Antenne eine mittlere Höhe von etwa 190—200 m haben wird, ist der Strahlungswiderstand bei der Betriebswelle $\lambda = 12600$ m gleich 0,3—0,33 Ω, der Spulen- und Antennendrahtwiderstand kann auf 0,3 Ω gebracht werden; wir kommen somit auf einen Gesamtwiderstand der Antenne von 0,6—0,7 Ω. Der Wirkungsgrad der neuen Anlage wird dann annähernd 50 $^0/_0$ sein gegen 7,5 $^0/_0$ in jetzigem Zustande.

Referate.

H. Pauli, Dämpfungsmessungen mit ungedämpften elektrischen Schwingungen. (Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt. „Zeitschrift f. Physik", Bd. V, Heft 5/6, S. 376—386, 1921, vorgetragen in d. Sitzung d. Deutsch. Phys. Ges. am 6. Mai 1921.)

Es wird die Frage gestellt, ob zur Messung der Dämpfung eines Sekundärkreises äußerst empfindliche Instrumente erforderlich sind. Bei der Auswertung der Breite der Resonanzkurve des Stromeffekts,[1]) wie sie Rausch von Traubenberg und Monasch (Phys. Zeitschr. 8, 925, 1907) zuerst auf ungedämpfte Schwingungen angewendet haben, wird bekanntlich vorausgesetzt, daß die im zweiten Kreise entwickelte Stromwärme und andere Verluste neben denen des ersten Kreises zu vernachlässigen sind. Infolgedessen verlangt das Verfahren äußerst lose Kopplung und um so empfindlichere Instrumente, je kleiner die im ersten Kreise schwingende Energie ist. Dieser Fall tritt bei Elektronenröhren meist ein. Daß es bei Verwendung hinreichend „phasenreiner Sender" möglich ist, das Verfahren auf beliebige Kopplung und Stromstärken auszudehnen, habe ich in Bd. 17 (Heft 5) dieser Zeitschr. gezeigt; einfacher erscheint jedoch das in der Zeitschr. für Physik beschriebene Verfahren, das den Vorzug hat, bei jedem beliebigen Sender, jeder Kopplung und jeder Stromstärke, also mit beliebigen Instrumenten ausführbar zu sein.

Zur Theorie des neuen Verfahrens.

In Bd. 16, Heft 6 dieser Zeitschr. hat H. G. Möller gezeigt, daß, wenn man den Stromeffekt im Sekundärkreis (J_2^2 bezogen auf konstantes J_1^2) über der Abweichung der schwingenden Frequenz von der Eigenfrequenz des Sekundärkreises (nicht, wie sonst üblich, über der Verstimmung zwischen dem 2. und 1. Kreis) aufträgt, eine Kurve entsteht, die er als „normale" Resonanzkurve bezeichnet (Fig. 1). Wie ich in den „Bemerkungen zur Theorie des Ziehens" (ds. Zeitschr. 18, Heft 1) vorläufig mitgeteilt habe,[2]) hat die Kurve die Eigenschaft, daß ihre halbe „Breite" in halber Höhe bei jeder Kopplung und Stromstärke stets gleich der Dämpfung ist ($= R : \omega L$) (s. Fig. 1).

1) Bjerknes, Wied. Ann. 55, 121, 1895; Drude. Ann. d. Phys. 15, 717, 1904.

2) Daß diese Kurve für Dämpfungsmessungen besonders geeignet ist, hatte ich bereits Mitte 1920 im Telegraphenversuchsamt gefunden und vorgetragen.

Wenn nun die Erscheinung des „Ziehens" eintritt, so macht sie sich dabei in der Weise bemerkbar, daß die Spitze der Kurve nicht mehr erreichbar ist, weil im Ziehzustand die Resonanzfrequenz übersprungen wird. Sowohl in diesem Fall als auch in jenem, wo die Kurve an der Spitze oder in halber Höhe unsicher aufgenommen

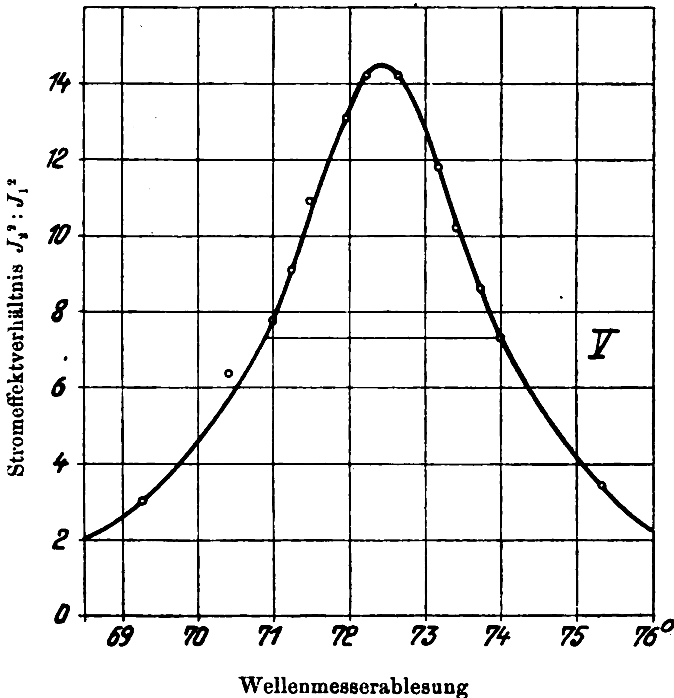


Fig. 1. „Normale" Resonanzkurve.

worden ist (vgl. Fig. 1), liegt es nahe, die Dämpfung durch eine Auswertung der übrigen Kurvenpunkte zu ermitteln. Da empfiehlt es sich zunächst, die Kurve von vornherein anders zu zeichnen: wenn man nicht $J_2^2 : J_1^2$, sondern $J_1^2 : J_2^2$ über der Frequenzabweichung aufträgt, erhält man annähernd eine Parabel (Fig. 2), deren Punkte sich folgendermaßen leicht auswerten lassen:

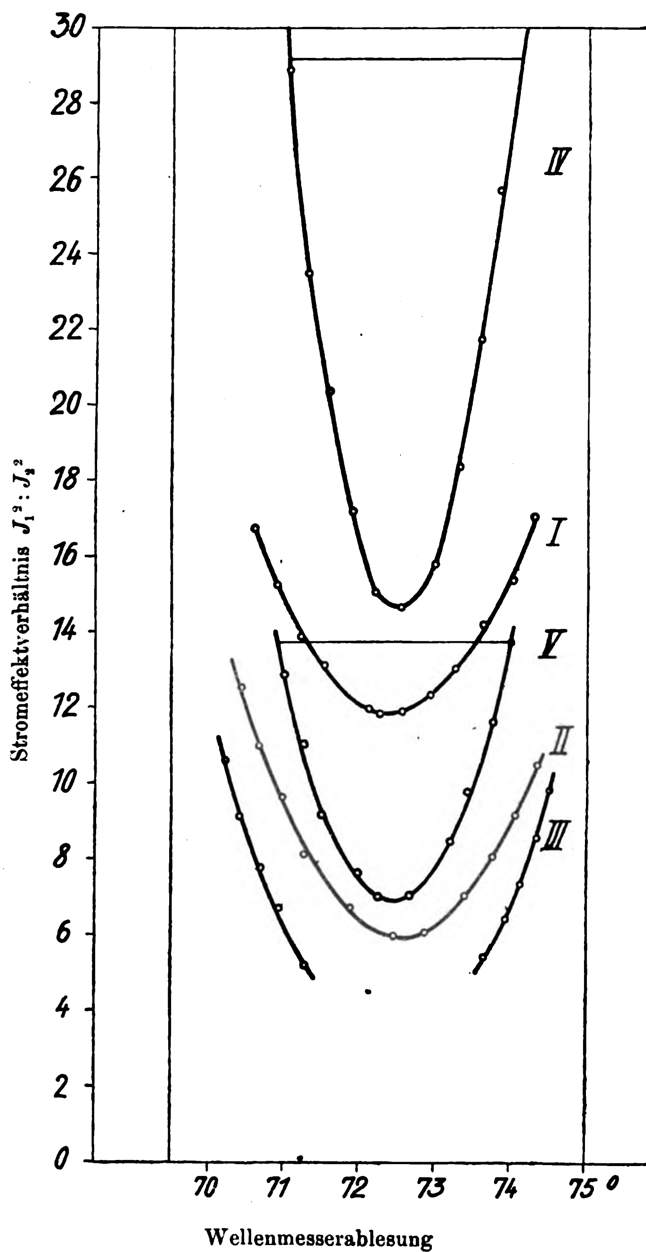


Fig. 2. Resonanzparabeln (V entspricht Fig. 1).

Ausführung der Dämpfungsmessung nach dem neuen Verfahren.

Aufbau: Der Kreis 2, dessen Dämpfung $r = \frac{R}{w L} = \omega C R$[1]) gemessen werden soll, werde beliebig mit einem Kreise 1 gekoppelt, dessen Frequenz fortlaufend verändert werden kann. Kapazität und Selbstinduktion des 2. Kreises brauchen nicht bekannt zu sein. In beiden Kreisen sind Strom- (bzw. Spannungs-) messer so anzubringen, daß sie nur von der reinen Sinusschwingung durchflossen werden. Als 3. Kreis ist ein für kleine Änderungen der Frequenz empfindlicher Wellenmesser (am besten als Überlagerer wirkend) erforderlich.

Messung: Unter schrittweiser Veränderung der Abstimmittel des ersten Kreises lese man zusammengehörige Werte der Amplituden J_1 und J_2 und der mittels des 3. Kreises gemessenen Frequenz (z. B. durch Überlagerung auf konstanten Ton) ab. Ist die Gradeinteilung des Wellenmesserkondensators[2]) dem Quadrat der Wellenlänge proportional, so genügt deren Ablesung. Dabei muß ein Minimum des Verhältnisses $J_1 : J_2$ durchschritten werden, das bei kleiner Dämpfung ($R^2 \ll \omega^2 L^2$) zugleich die Resonanzfrequenz anzeigt.

Auswertung: Man suche rechnerisch oder graphisch (vgl. Fig. 2) zu beiden Seiten der Resonanz (ω_r) solche Frequenzablesungen (ω', ω''), die zu gleichen Verhältnissen $J_1{}^2 : J_2{}^2 = a$ gehören und bilde die Werte $\left(\frac{w' - w''}{w_r}\right)^2 = \left(\frac{C' - C''}{2 C_r}\right)^2 = x$. Dann trage man die a als Ordinaten über ihren x als Abszissen auf, und verlängere die entstehende gerade Linie bis zum Schnitt mit der x-Achse, wo sie r^2, das Quadrat der gesuchten Dämpfung abschneidet (s. Fig. 3) entsprechend der Gleichung:

$$x = k_2 a - r^2.$$

Anmerkung: Sollte r^2 nicht klein gegen 1 sein, so gilt das Verfahren nicht mehr. — Die Steigung der Geraden hängt von der Kopplung ab, andere Kopplung muß bei derselben Dämpfung denselben Achsenabschnitt liefern (vgl. Fig. 3, III, IV, V). Bei Zuschaltung reiner Widerstände ohne Änderung der Kopplung muß die Gerade sich parallel verschieben (s. Fig. 3, I, II, III). — Ist die Kopplung fester als die kritische[3]), dann wird die Resonanzwelle ω_r über-

---

1) Dekrement $= \frac{\pi R}{\omega L} = \pi \cdot r$.

2) $\pm$ einer konstanten Korrektur.

3) H. Pauli, ds. Ztschr. 17, S. 322, 1921; H. G. Möller, Die Elektronenröhren 1920; K. Heegner, Arch. f. Elektrot. 9, 127, 1920.

sprungen (s. Fig. 2 und 3, III); ihr Wert kann aber aus einer andern Meßreihe übernommen werden, da er von Kopplung und Dämpfung unabhängig ist.

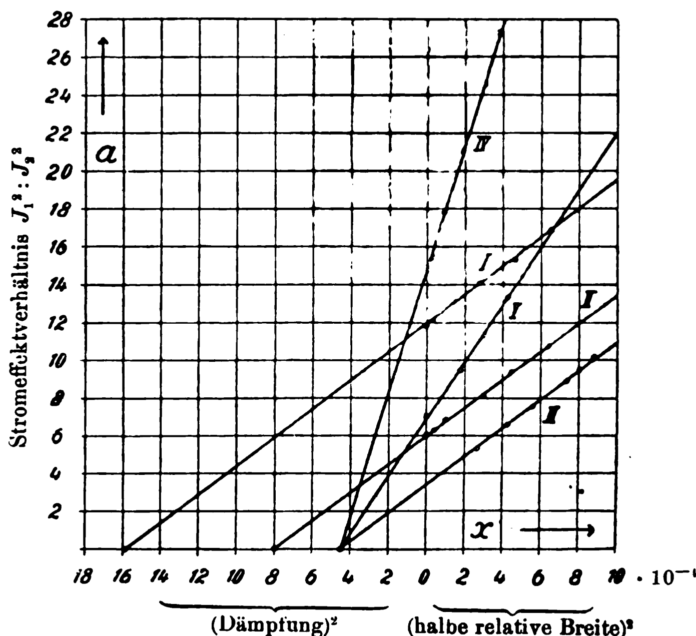


Fig. 3. Auswertung der Resonanzparabelpunkte zur Dämpfungsbestimmung.

Beispiele: Zur Prüfung dieser Gesetzmäßigkeiten wurden die beigefügten Meßreihen aufgenommen [1]), die als die ersten dieser Art noch keinen Anspruch auf Präzision erheben.

Meßreihe I:

J_1	J_2	C_3
0,379 A	0,155 A	66,65°
379	188	67,88
377	229	66,05

usw. usw.

1) Verwendet wurden Hitzdrahtamperemeter bis 0,5 A und eine sog. 10 Wattröhre zur Schwingungserzeugung.

Auswertung:	a	$k_2 a$ — x = r^2
	1,184	0,001575 — 0,000000 = 0,001575
	1,217	1618 031 1587
	1,308	1739 142 1597
	1,405	1869 280 1589
	1,533	2040 466 1574
	1,689	2245 657 1588
		Mittelwert: r^2 = **0,001585**

Der Faktor k_2 ist der graphischen Darstellung entnommen (Fig. 3, I), aus der sich auch r^2 bereits ablesen läßt; die hier angeführten Zahlen sollen nur die Figur erläutern.

Ergebnis der Meßreihen I—IV:

Dämpfung des untersuchten Kreises einschließlich des Strommessers (Kurven III, IV, V)

$$r^2 = \begin{cases} 0,000448 \\ 0,000450 \\ 0,000451 \end{cases} \qquad r = \mathbf{0,0212}\,^{1)}$$

Dämpfung nach Zuschaltung von 2,3 Ohm (Kurve II)

$$r^2 = 0,000796 \qquad r = \mathbf{0,0282}$$

Dämpfung nach Zuschaltung von 6,1 Ohm (Kurve I)

$$r^2 = 001585 \qquad r = \mathbf{0,0398}$$

Da die Dämpfungen unter gleichen Umständen den Widerständen proportional sein sollen, so folgt der Widerstand des Kreises aus

$$R:(R + 2,3) = 212:282 \quad \text{zu} \quad R = 6,97 \text{ Ohm}$$
$$R:(R + 6,1) = 212:398 \quad \text{zu} \quad R = 6,96 \text{ Ohm}$$
$$(R + 2,3):(R + 6,1 = 282:398 \quad \text{zu} \quad R = 6,93 \text{ Ohm}$$

Unabhängig hiervon ergibt sich aus der Beziehung $r = \omega C R$, indem $r = 0,0212$, $\lambda = 1259$ m und $C = 1810$ cm gemessen wurden, $R = \frac{1250 \cdot 0,0212 \cdot 3}{2\pi \cdot 1810} \cdot 10^3 = 6,99$ Ohm, was etwas zu groß ausfällt, weil dabei neben der Kapazität des Kondensators die der Spule vernachlässigt ist.[2])

Daß das Verfahren auch auf Antennen anwendbar ist, wenn man das Antennenamperemeter richtig im Strombauch anbringt, zeigen folgende

1) Dekrement = πr = 0,0665.

2) Wenn man nur den Widerstand R ermitteln will, bediene man sich der unten beschriebenen Widerstandsmessung, die eine Vereinfachung des eben verwendeten Verfahrens der Zusatzwiderstände darstellt.

Meßreihen an einer Antenne.

Anstelle der graphischen Darstellung sind hier zur Raumersparnis nur einige Zahlen mitgeteilt:

a) Meßreihen bei gleicher Dämpfung, verschiedener Kopplung:

$k_2 a$	x	r^2
0,0199	0,0173	0,0026
277	251	26
384	361	23
468	444	24
658	633	25
Mittel:	r^2 =	0,0025

$k_2 a$	x	r^2
0,0349	0,0010	0,0025
377	13	25
516	25	26
882	62	26
1610	138	23
Mittel:	r^2 =	0,0025

Ergebnis: $r =$ **0,050**[1]) bei einer Wellenlänge von 1700 m für die Antenne einschließlich der Kopplungsspule und des Amperemeters.

b) Meßreihen bei gleicher Kopplung unter Zuschaltung von 10 bzw. 16 Ohm bei der Wellenlänge 1574 m.

$k_2 a$	x	r_0^2
0,00592	0,00314	0,00278
737	410	?
895	617	278
1088	810	278
1329	1055	274
1640	1352	288
2010	1740	270
Mittel:	r_0^2 =	0,00278

$k_2 a$	x	r^2_{10}
0,00821	0,00173	0,00648
1028	386	642
1232	576	656
1468	822	646
1739	1100	639
2120	1460	660
Mittel:	r^2_{10} =	0,00648

$k_2 a$	x	r^2_{16}
0,00956	0,00000	0,00956
0,01033	0,00081	952
1238	287	951
1488	542	946
1762	830	932
2140	1182	958
Mittel:	r^2_{16} =	0,00949

Ergebnis:

$$r_0 = 0{,}0527$$
$$r_{10} = 0{,}0805$$
$$r_{16} = 0{,}0974$$

Nun soll sein $R:(R+10) = r_0 : r_{10}$ oder $R:(R+10) = 527:805$; daraus folgt $R =$ **18,9** Ohm; entsprechend folgt $R:(R+16) = 572:974$ oder $R =$ **18,9** Ohm und $(R+10):(R+16) = 805:974$ oder $R =$ **18,6** Ohm.

1) Dekrement $= \pi\, r = 0{,}157$.

Anmerkung: Die Bestimmung des wirksamen Widerstandes einer Antenne wird im folgenden nach einem einfacheren Verfahren ausgeführt; hier soll nur gezeigt werden, daß die Dämpfung dem Widerstand proportional ist. Die Berechnung von R nach der Formel $r = \omega C R$ unter Benutzung der statischen Kapazität wie im Fall des geschlossenen Kreises ist bei der Antenne bekanntlich nicht möglich; umgekehrt kann diese Formel hier zur Bestimmung der für die verwendete Welle wirksamen Antennenkapazität dienen.

Eine andere Möglichkeit zur Dämpfungsbestimmung besteht darin, sie aus Widerstand, Frequenz und Selbstinduktion bzw. Kapazität des Sekundärkreises zu berechnen, wobei der für die betreffende Frequenz wirksame Widerstand nach dem Verfahren gemessen wird, das R. Lindemann beschrieben (Verh. d. d. phys. Ges. 11, 28, 1909) und C. Fischer gleichzeitig angewendet hat (Ann. d. Phys. 28, 57, 1909). Auch hierfür sind hochempfindliche Meßinstrumente vorgeschrieben; im folgenden wird ausgeführt, wie das Verfahren sich leicht auf beliebige Stromstärken ausdehnen läßt.

Widerstandsmessung.

Aufbau: Der Sekundärkreis, dessen Widerstand R für eine bestimmte Frequenz gemessen werden soll, wird beliebig (induktiv, kapazitiv o. a.) mit einem Primärkreis gekoppelt, der in dieser Frequenz ungedämpft schwingt. Beide Kreise müssen Strom- oder Spannungsmesser enthalten (man beachte, daß der Widerstand des 2. Instrumentes mit gemessen wird). Weiter sind kapazitäts- und selbstinduktionsfreie Zusatzwiderstände von der Größenordnung des zu messenden Widerstandes erforderlich. Zum Zweck der Überwachung der Frequenz ist ein „Überlagerer“ erwünscht.

Messung: Nachdem der zweite Kreis in losester Kopplung auf Resonanz mit dem 1. abgestimmt worden ist, kann er nach Bedarf solange fester gekoppelt werden, als die Resonanzfrequenz sich durch Nachstellen der Abstimmittel des ersten Kreises festhalten läßt. (Man kann dadurch den Strom J_2 im 2. Kreise gegenüber J_1 im ersten etwa bis zu dem Verhältnis steigern, in dem die beiden Kapazitäten stehen.) Dann werden vor und nach Zuschaltung von Zusatzwiderständen die zusammengehörigen Werte von J_1 und J_2 abgelesen, welche beide nur relativ gemessen zu werden brauchen. Wenn sich dabei die entstehende Frequenz infolge der Belastungsänderung verschiebt, so ist die Resonanzfrequenz durch Nachstimmen am ersten Kreis jeweils wiederherzustellen.

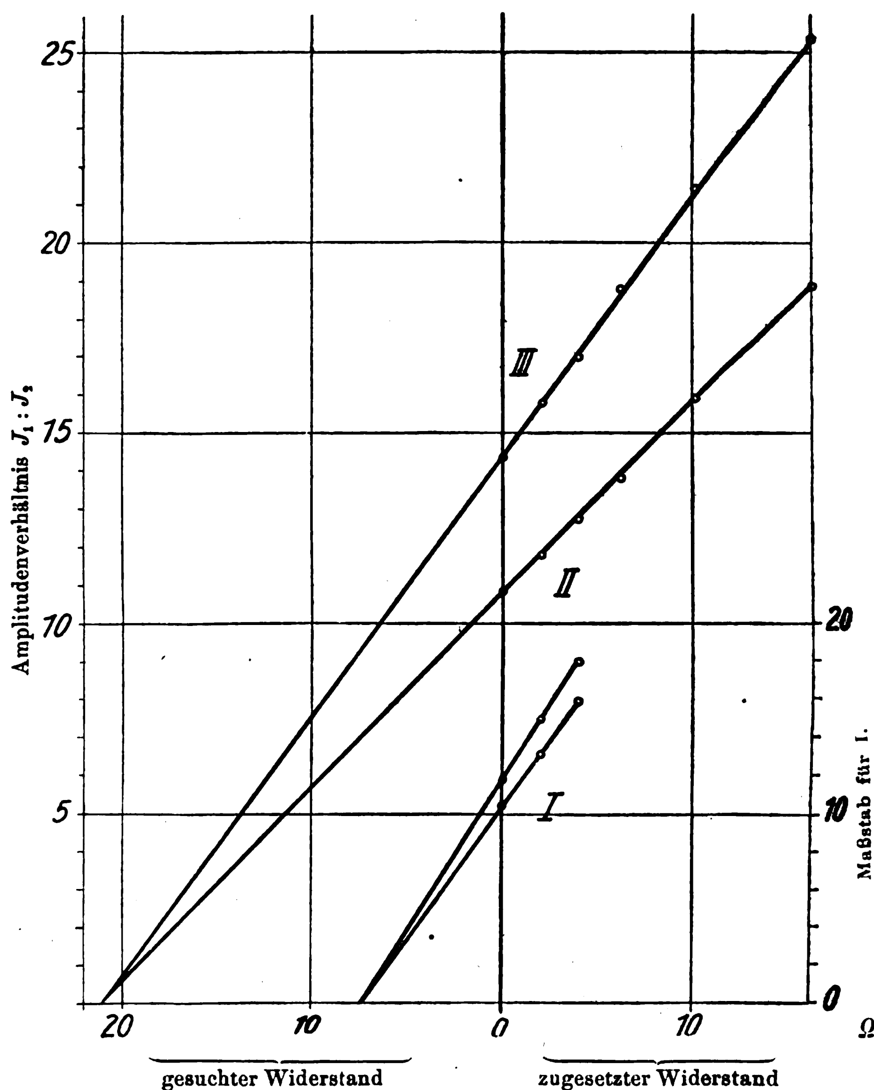


Fig. 4. Widerstandsmessung bei Resonanz.

Auswertung: Beim Auftragen des Verhältnisses $J_1 : J_2$ über den Zusatzwiderständen R_z entsteht eine gerade Linie,[1]) die auf der R-

1) Dasselbe graphische Verfahren ist bereits von Loewe in ds. Ztschr. 7, S. 383, 1913 angegeben worden; neu ist hier die Berücksichtigung der Rückwirkung auf J_1.

Achse den gesuchten Widerstand R_x des 2. Kreises (einschließlich dem des Meßinstrumentes) abschneidet. Eine Krümmung der Linie würde bedeuten, daß R_x sich mit der Stromstärke ändert. Bei verschiedenen Kopplungen müssen sich verschieden geneigte Gerade ergeben, die denselben Achsenabschnitt liefern (s. Fig. 4).

Beispiele: An einem Sekundärkreis, der aus einem verlustfreien Luftkondensator, einer Volldrahtspule und einem Hitzdrahtamperemeter von etwa 4 Ohm Widerstand bestand, wurde bei einer Wellenlänge von 1145 m gemessen:

J_1	J_2	$\frac{J_1}{J_2}$	$p\frac{J_1}{J_2}$	R_z	R_x
0,472 A	0,454 A	1,04	7,45	0,04 Ω	7,41 Ω
484	366	1,32	9,46	2,07	7,39
492	310	1,59	11,39	3,99	7,40
0,559	0,474	1,18	7,44	0,04	7,40
569	379	1,50	9,46	2,07	7,39
575	320	1,80	11,35	3,99	7,36
				Mittel:	**7,39**

Die Proportionalitätsfaktoren p sind der graphischen Darstellung entnommen, aus der sich R_x bereits ablesen läßt (Fig, 4 I).

Die Messung des Widerstandes einer Antenne einschließlich der Kopplungsspule und des Amperemeters ergab für die Wellenlänge 1700 m (bei trockenem Wetter) (vgl. Fig. 4 II):

$\frac{J_1}{J_2}$	$p\frac{J_1}{J_2}$	R_z	R_x	$\frac{J_1}{J_2}$	$p\frac{J_1}{J_2}$	R_z	R_x
~1088	21,24	0,04	21,2	~1409	21,02	0,04	21,0
1180	23,05	2,07	21,0	1540	22,85	2,07	20,8
1272	24,88	3,39	20,9	1660	24,78	3,99	20,8
1383	27,04	6,18	20,9	1847	27,38	6,18	21,2
1594	31,16	10,09	21,1	2105	31,32	10,09	21,2
1888	36,90	16,02	20,9	2488	37,08	16,02	21,1
		Mittel:	**21,0 Ω**			Mittel:	**21,0 Ω**

(bei feuchtem Wetter) (vgl. Fig. 4 III):

$\frac{J_1}{J_2}$	$p\frac{J_1}{J_2}$	R_z	R_x	$\frac{J_1}{J_2}$	$p\frac{J_1}{J_2}$	R_z	R_x
~1440	21,00	0,04	21,0				
1580	23,05	2,07	21,0				
1700	24,76	3,99	20,8	~1340	25,00	3,99	21,0
1880	27,42	6,18	21,2	1460	27,25	6,18	21,1
2143	31,28	10,09	21,2	1670	31,26	10,09	21,2
2533	36,90	16,02	20,9	1990	37,20	16,02	21,2
		Mittel:	**21,0 Ω**			Mittel:	**21,1 Ω**

Pauli.

H. Pauli, Bericht über „ein neues Verfahren zur Dämpfungsmessung mit elektrischen Schwingungen", Mitteilung aus dem Telegraphentechnischen Reichsamt von H. Pauli, erschienen in der Ztschr. f. Physik **6**, S. 118—126, 1921, erstattet vom Verfasser.

Die Verfahren zur Messung von Dämpfung bzw. Widerstand eines Sekundärkreises mittels Beobachtung des Sekundärstromes (vgl. H. Pauli,[1]) ds. Ztschr., dieses Heft, S. 338 ff.) haben den Nachteil, daß stets

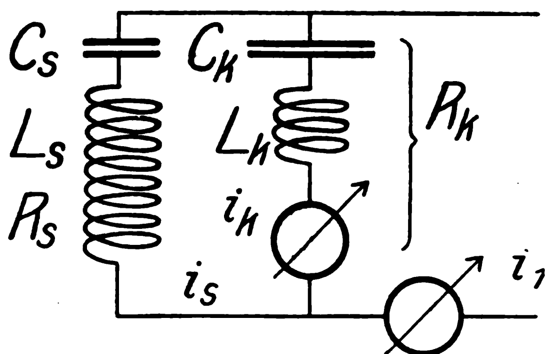


Fig. 1. Messung von Widerstand und Dämpfung des s-Zweiges.

der Widerstand des Meßinstruments mitgemessen wird, der oft größer als der gesuchte und in der Regel nicht einmal konstant ist, sondern von der Stromstärke abhängt. Einfacher als die Berücksichtigung der dadurch entstehenden Schwierigkeiten ist folgendes neue Verfahren, dessen allgemeinste Schaltung aus Fig. 1 hervorgeht. Es eignet sich besonders zur Messung von Spulendämpfungen.

A. Widerstandsmessung.

Die Antenne oder die Bestandteile (C_s, L_s, R_s) eines Schwingungskreises, deren Widerstand R_s für ihre Eigenfrequenz $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ gesucht ist — oder die Spule (L_s, R_s), deren Widerstand R_s für die Frequenz ω gesucht ist, zusammen mit einem ausreichenden verlustfreien Drehkondensator C_s —, werden in Reihenschaltung in einen auf diese Frequenz bereits abgestimmten Kreis gelegt. Dieser Kreis (1) wird entweder unmittelbar oder, um Oberschwingungen fern zu halten.

1) Ztschr. f. Phys. 5, S. 376—386, 1921.

durch Kopplung mit einem Kreis (0) in ungedämpfte Sinusschwingungen versetzt, deren Amplitude J_1 von dem Strommesser i_1 angezeigt wird. Daß ωL_s auf $\frac{1}{\omega C_s}$ abgestimmt ist, erkennt man daran, daß beim Einschalten des s-Zweiges (der k-Zweig fehlt noch) die Frequenz ungeändert bleibt bzw. das Maximum von J_1 gegenüber J_0 erhalten bleibt.

a) Darauf lege man einen empfindlichen Strommesser i_k mit viel Widerstand R_k zur Messung des Spannungsabfalls $E_s = E_k = R_k J_k$ an (dabei bleiben $L_k = 0$ und $C_k = \infty$). Nunmehr muß ω bzw. C_s soweit nachgestimmt werden, daß ein Minimum von $E_s : J_1$ d. h. $J_k : J_1$ eintritt. Dann gilt für die phasengleiche Stromverzweigung $R_s : R_k = J_k : (J_1 - J_k)$, woraus das gesuchte R_s folgt.

b) Man kann die Spannung $E_s = E_k$ statt durch $R_k J_k$ auch durch einen Wechselspannungsmesser feststellen, solange dessen Stromverbrauch neben J_1 vernachlässigt werden darf, und einfach $R_s = \frac{E_s}{J_1}$ ausrechnen.

c) Auch wenn im k-Zweig außer dem Wirkwiderstand R_k noch Blindwiderstand ωL_k oder $\frac{1}{\omega C_k}$ vorliegt, bleibt das Minimum $J_k : J_1$ bei Abstimmung $\omega L_s = \frac{1}{\omega C_s}$ bestehen. In diesen, sowie allen Fällen, wo man aus J_k die Spannung E_k nicht einfach ermitteln kann, schalte man Zusatzwiderstände R_z, die sich zunächst im k-Zweig befinden, nacheinander in den s-Zweig zu $R_s = R_x$ hinüber; dann gilt für die neuen Minima $R_s' = R_x + R_z \sim \frac{J_k}{J_1}$.

Beim Auftragen der J_k / J_1-Werte, wobei J_1 und J_2 nur relativ gemessen zu werden brauchen, in beliebigen Maßstab über den R_z erhält man eine Gerade, die auf der R-Achse den gesuchten Widerstand R_x abschneidet (s. Fig. 2).

Daß dieses Verfahren bereits bei Verwendung kleiner technischer Hitzdrahtinstrumente gute Ergebnisse liefert, zeigt folgende Meßreihe: Die Messung des Widerstands einer Litzenspule von etwa 1 km Selbstinduktion für die Welle 650 m mit Hilfe eines 10 Wattsenders, seines Antennen-Amperemeters (1 Teilstrich = 0,05 A) und eines „Wattmeters", wie es in Wellenmessern verwendet wird [1 Teilstrich = (0,01 A)^2] ergab (Fig. 2 I):

J_k^2 Teilstriche	J_1 A	$\frac{J_k}{J_1}$	$S\frac{J_k}{J_1}$ [1]	R_z Ω	R_x Ω
0,8	0,405	~ 70	2,38	0	2,38
1,4	0,380	99	3,36	1	2,36
2,1	0,355	129	4,39	2	2,39
2,8	0,335	158	5,37	3	2,37
3,5	0,315	188	6,39	4	2,39
4,2	0,300	216	7,34	5	2,34
4,9	0,285	246	8,36	6	2,36
5,6	0,270	277	9,40	7	2,40
6,3	0,260	306	10,39	8	2,39
7,0	0,250	335	11,38	9	2,38
					Mittel: 2,38

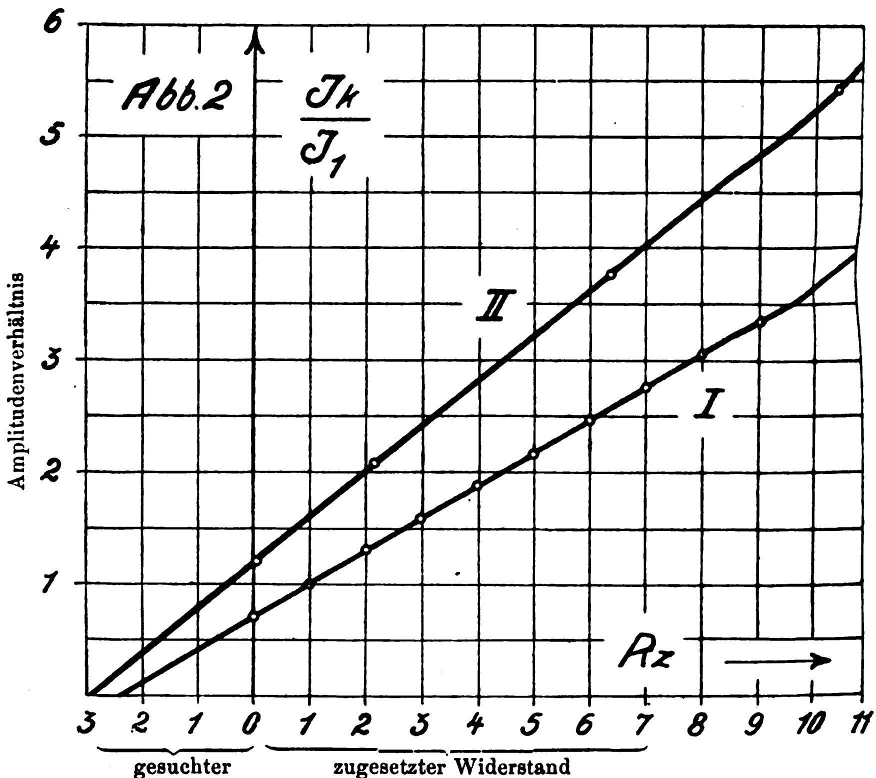


Fig. 2. Widerstandsmessung im Minimum von $J_k : J_1$.

1) Der Proportionalitätsfaktor (Scheinwiderstand) S ist der graphischen Darstellung entnommen, aus der auch R_x bereits zu ersehen ist; die Zahlen sollen nur die Figur erläutern.

An einer Volldrahtspule wurde bei 1240 m Wellenlänge als Mittel **2,94** Ohm gemessen (Fig. 2, II). Die Dämpfung

$$r = \frac{R_s}{\omega L_s} = \omega C_s R_s = \frac{\text{Dekrement}}{\pi}$$

folgt aus der Frequenz und aus der verwendeten Kapazität $C_s = 1840$ cm zu **0,00913,** jedoch dürfte dieser Wert zu klein sein, da in ihm die verteilte Kapazität der Spule und der Schaltung nicht mit einbegriffen ist.

Genauer und unmittelbar läßt sich die Dämpfung $r = \frac{R}{\omega L}$ aus der „Breite" der Kurve berechnen, die der Wert J_k/J_1 beim Durchgang durch das Minimum beschreibt.

B. Dämpfungsmessung.

Die Antenne oder die Bestandteile eines Schwingungskreises, deren Dämpfung für ihre Eigenfrequenz gesucht ist — oder die Spule, deren Dämpfung für eine bestimmte Frequenz gesucht ist, zusammen mit einem verlustfreien Kondensator —, werden ebenso wie bei der Widerstandsmessung geschaltet. Nachdem das Minimum hergestellt ist, wird aufgenommen, wie J_k/J_1 durch das Minimum hindurchgeht, während man ω ändert (dabei darf im s- und k-Zweig nichts mehr geändert werden!). Die jeweilige Frequenz ist an einem Wellenmesser abzulesen; da es dabei weniger auf die genaue Welle als wie auf die Messung kleinster Wellenunterschiede ankommt, so nimmt man zweckmäßig einen „Überlagerer" und liest nach Überlagerung auf konstanten Ton ab. Dann trage man die Werte $J_k^2/J_1^2 = a$ [1] über ihrem ω (bzw. ω^2, λ, λ^2 oder C_3 des Wellenmessers [2]) auf und es soll annähernd eine Parabel entstehen, deren halbe relative Breite in doppelter Scheitelhöhe gleich der gesuchten Dämpfung ist. [3])

1) J_1 und J_k können in beliebigen Einheiten gemessen und aufgetragen werden.

2) Wohl an jedem Wellenmesser ist innerhalb des kleinen erforderlichen Meßbereiches λ^2 proportional der Kondensator-Gradeinteilung $\pm$ einer Konstanten, so daß man statt mit der Frequenz oder Wellenlänge einfacher mit der Gradablesung rechnen kann (wobei die konstante Korrektur nicht zu vergessen ist)

3) Das Verfahren gilt in der vorliegenden Form nur für Dämpfungen, deren Quadrat klein gegen 1 ist ($R^2 \ll \omega^2 L^2$); der Vernachlässigung von r^2 neben 1 entspricht die größte erreichbare Genauigkeit. Größere Dämpfungen können, wenn sie experimentell überhaupt vorkommen, durch eine Abänderung des Verfahrens erfaßt werden.

b) Genauer ist folgende Auswertung: man bilde mehrere Werte

$$x = \left(\frac{\omega'^2 - \omega''^2}{2\,\omega_r^2}\right)^2 = \left(\frac{\omega' = \omega''}{\omega_r}\right)^2 = \left(\frac{\lambda''^2 - \lambda'^2}{2\,\lambda_r^2}\right)^2 \text{bzw.} = \left(\frac{C_3'' - C_3'}{2\,C_{3r}}\right)^2$$

(worin C' und C'' = die zu derselben Höhe a gehörigen und C_r die Scheitelabszisse bezeichnen), d. h. die Quadrate der halben Breite

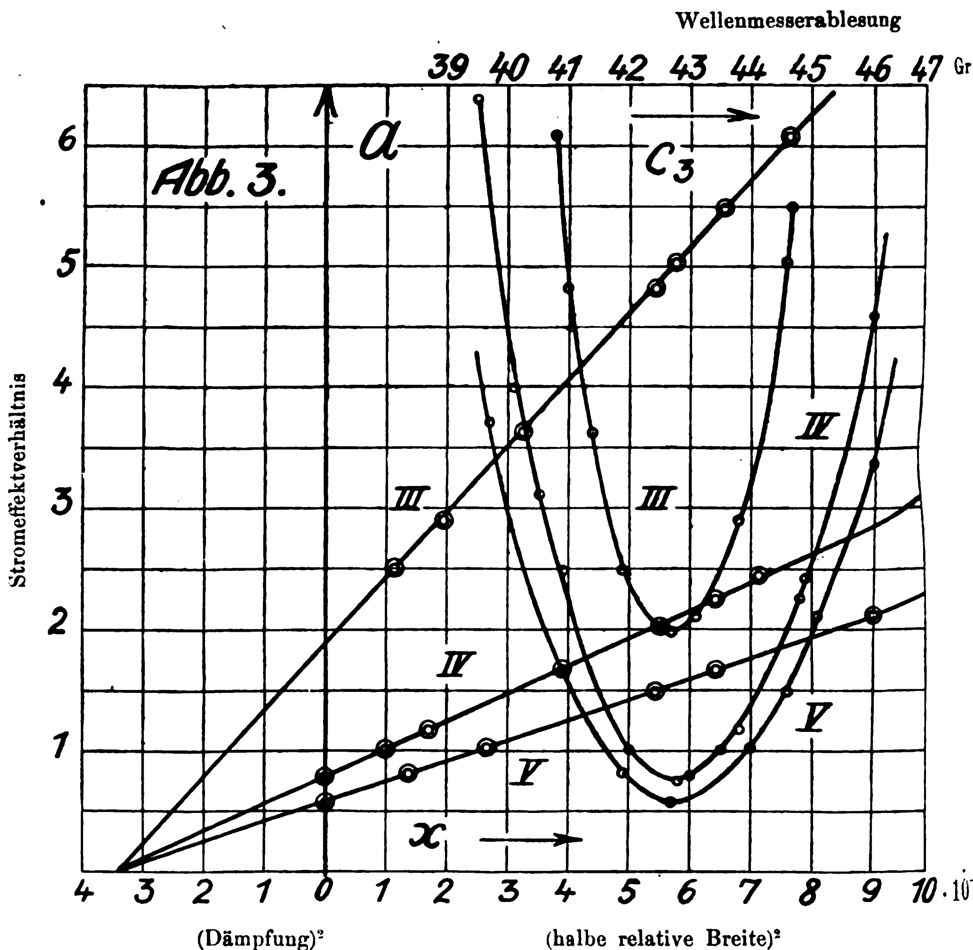


Fig. 3. Dämpfungsmessungen aus der Resonanzkurve des Minimums von $J_k : J_1$.

der Parabel für verschiedene a, und trage diese a über ihren x-Werten auf. Es soll dann eine Gerade entstehen, die auf der x-Achse r^2,

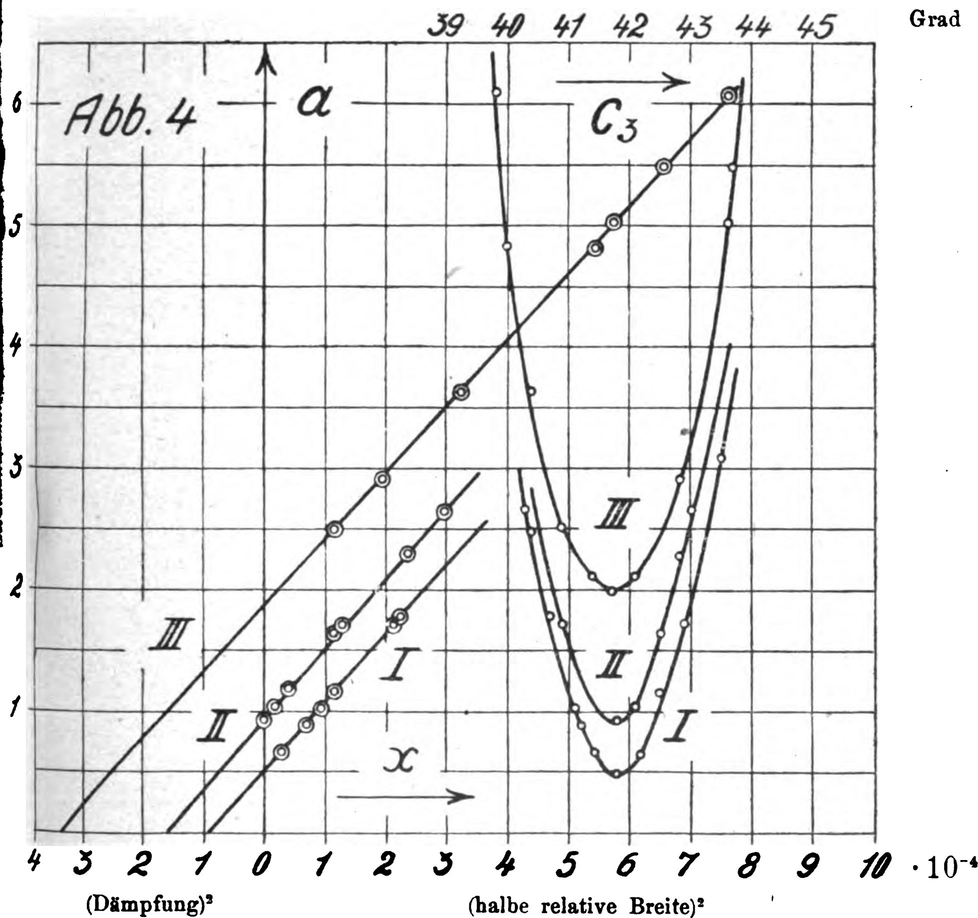


Fig. 4. Kontrollmessungen.

das Quadrat der gesuchten Dämpfung abschneidet, entsprechend der Gleichung[1]) $x = k\,a - r^2$. Nach Veränderung des k-Zweiges erhält man andere Kurven, die aber auf dieselbe Dämpfung führen müssen (s. Fig. 3).

Zur Bestätigung des Verfahrens wurden einige Messungen an der II. Spule bei derselben Wellenlänge vorgenommen (s. Fig. 4, I):

---

1) Siehe Anmerkung S. 341.

C_3	J_k A	J_1 A	a	$k\,a$[1])	x	r^2
42,8°	0,0108	0,483	~ 500	0,000087	0,000000	0,000087
43,0	112	490	522	091	005	86
43,2	126	490	661	116	028	88
42,4	125	483	671	117		89
42,1	143	479	892	156	070	86
42,0	153	476	1032	181	096	85
43,5	163	492	1166	204	114	90
43,9	204	490	1733	303	215	88
41,7	200	472	1794	314	225	89
					Mittel:	0,000087

Eine 2. Meßreihe mit anderen Instrumenten ergab 0,000088. Somit folgt als Dämpfung $r = \mathbf{0{,}0094}$.

Anhang.

Nach der Theorie muß eine Vergrößerung der Dämpfung der Spule durch induktions- und kapazitätsfreie Zusatzwiderstände in der Auswertung der Parabel eine Parallelverschiebung der geraden Linie zur Folge haben. Nach Zuschaltung von 1 bzw. 2,85 Ohm wurden Kurve II und III der Fig. 4 erhalten, die $r^2 = 0{,}000159$ bzw. 0,000344 ergeben. Die drei gefundenen Dämpfungen $r = 0{,}0094$ bzw. 0,0126 bzw. 0,0185 sollen sich verhalten wie $R_x : (R_x + 1) : R_x + 2{,}85)$; daraus folgt für R_x **2,94** bzw. **2,96** bzw. **2,94** Ohm in Übereinstimmung mit der obigen Widerstandsmessung.

1) Der Proportionalitätsfaktor k ist der graphischen Darstellung (in Fig. 4 ist der obere Maßstab fälschlich um eine Einheit nach rechts verschoben) entnommen, aus der sich auch das gesuchte r^2 bereits ablesen läßt.

Wenn der k-Zweig ein reiner Wirkwiderstand ist, muß k gleich $\left(\frac{R_s + R_k}{\omega L_s}\right)^2$ sein und eine Kontrolle der Widerstandsmessung geben.

B. Hodgson und **L. S. Palmer**, On a kink in the Characteristic of a Soft Three-electrode-Valve. Radio Rev. Vol. II No. 7, pag. 340, 1921.

Unstetigkeiten in der Charakteristik von Elektronenröhren, die aus irgendeinem Grund ein verschlechtertes Vakuum aufweisen, sind schon länger bekannt. (Vergl. August Hund, Jahrb. d. drahtlosen Telegr. u. Telephonie. 10, 521, 1916). Verfasser verweisen ferner auf W. C. White (Gen. El. Rev. 635, Aug. 1917) und Eccles (Hand-

book of Wireless Telegraphy and Telephony 295—296, 1918). Zweck der Untersuchung ist, die Bedingungen für den Effekt zu studieren, um ihn praktisch für besonders gute Gleichrichter- und Verstärkerwirkung auszunutzen.

1. Theoretisches.

Fig. 1 zeigt ein Beispiel der von den Verff. wiedergegebenen Gitterspannung-Anodenstrom-Kennlinie, aufgenommen an einem Heliumrohr. Untersucht wurde zunächst die Beziehung zwischen Gitterspannung v, Anodenspannung V und Fadentemperatur an dem Punkt, wo

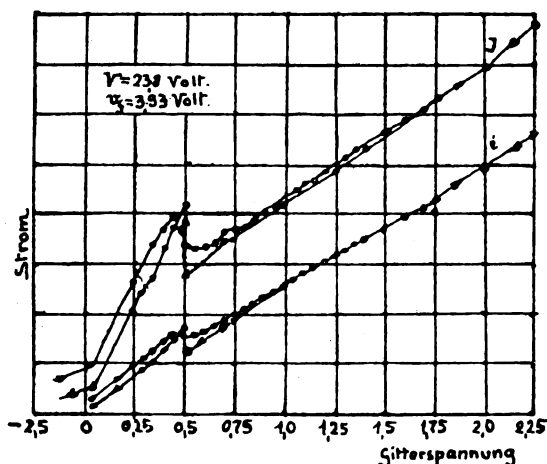


Fig. 1.

der Knick liegt. Es ergab sich, daß bei schwacher Fadenheizung (Fadenspannung v_f klein) das Anodenpotential V hoch liegen muß, um den Knick zu erhalten und umgekehrt. Die Abhängigkeit beider Größen zeigt Fig. 2.

Die erhaltene Kurve teilt den Raum in ein Gebiet, in dem man Knicke erhält, und in eines, wo dies nicht der Fall ist.

In Fig. 3 ist die Fadenspannung v_f konstant und die Anodenspannung gesteigert, bis der Knick auftritt.

Nimmt man an, daß das Elektron von der Mitte des Fadens ausgeht, so durchläuft es bis zum Gitterdraht die Spannung $\left(v - \frac{v_f}{2}\right)$ und bis zur Anode die Spannung $\left(V - \frac{v_f}{2}\right)$.

Nimmt man die Gleichung für den Anodenstrom $J = A(v + \gamma V)^m$ zu Hilfe, so sieht man, daß das Elektron bis zum Gittermantel die Spannung durchläuft:

$$\left(v - \frac{v_f}{2}\right) + \gamma\left(V - \frac{v_f}{2}\right).$$

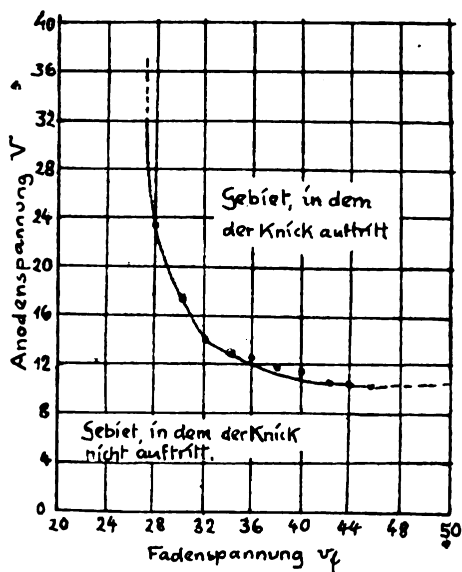


Fig. 2.

Falls das Elektron mit einer Energie emittiert wird, die es erhalten würde, wenn es die Spannung e frei durchläuft, so besitzt es bis zum Gitter eine Energie, als ob es die Spannung

$$\left(v - \frac{v_f}{2}\right) + \gamma\left(V - \frac{v_f}{2}\right) + e$$

frei durchlaufen hätte.

Ganz analog besitzt ein Elektron, das auf die Anode auftrifft, eine Energie, die es beim freien Durchlaufen des Potentials

$$\left(V - \frac{v_f}{2} + e\right)$$

erhalten würde. Zur Bestimmung der Konstante e wurde die Methode von van der Bijl benutzt. Die Anode erhielt ein Potential, das unterhalb der Ionisationsspannung des Gases lag, die Gitterspannung

wurde soweit negativ gemacht, daß der Anodenstrom Null war. Dann ist:

$$-v = \gamma V + e.$$

Für zwei gleiche Ströme bei verschiedenem v und V erhält man γ und e.

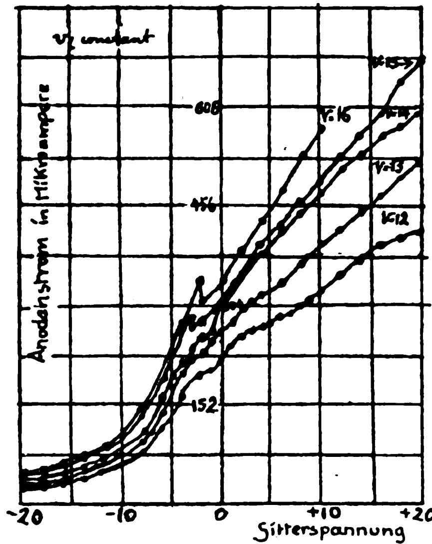


Fig. 3.

2 *Experimentelle Resultate.*

Es wurden benutzt an Röhren:

R. 2 A	Heliumfüllung
N. P. L. Nr. 2. . . .	Quecksilberdampffüllung
R.	Reine Argonfüllung
Audion	ohne Gas

Knicke wurden bei allen Röhren erhalten für verschiedene Werte V, v und v_f. Die Ausdrücke

$$\Big[\underbrace{V - \frac{v_f}{2}}_{V_a} + e\Big] \quad \text{und} \quad \Big[\underbrace{v - \frac{v_f}{2} + \gamma\Big(V - \frac{v_f}{2}\Big)}_{V_g} + e\Big]$$

wurden berechnet.

Fig. 4 zeigt die Größen in Abhängigkeit von v_f für alle 4 Gase. Es scheint, als ob sich die Kurven für große Werte von v_f einem Minimum nähern. Die entsprechenden Werte von V_a sind ungefähr die Ionisationsspannungen der Gase.

Tabelle I zeigt diese Minimumwerte von V_a, die Ionisationsspannungen der betreffenden Gase und in der Kolumne (I. P.) (Hodgson

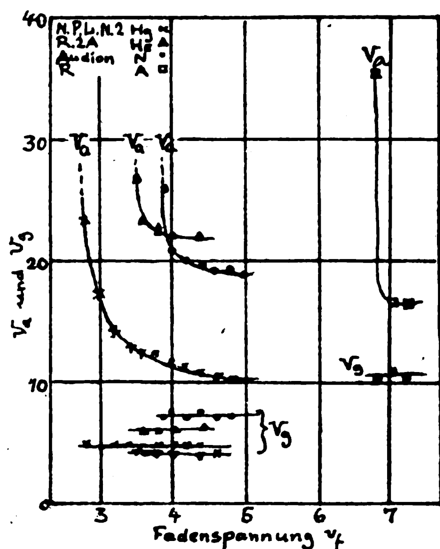


Fig. 4.

and Palmer, Radio Review I, 525—531, Aug. 20), die nach der Methode dieser Autoren an den hier benutzten Röhren gefunden Ionisationsspannungen.

Tabelle I.

Gas	V_a	I. P.	Ionis.-Spannung.
Quecksilber	10,5	10,4	10,2¹) 10,3²)
Helium	22,0	21,9	25,7³) 25,3⁴) 25,5⁵)
Argon	16,6	16,6	15,1 18,1⁶) 17⁷)
Stickstoff	18,0	17,4	18,5⁸) 17,18⁹).

1) Phys. Rev. **10**, 495.
2) Phys. Rev. **10**, 101.
3) Proc. Roy. Soc. 95 A, 408.
4) Phys. Z. S. **20**, Nr. 21.
5) Radio Review **2**, 113—125, 1921.
6) Proc. Roy. Soc. 97 A, 1.
7) Phys. Rev. **13**, 297.
8) Phys. Rev. **13**, 1. — 9) Phys. Rev. **14**, 409.

Der Minimalwert von V_a ist sehr nahe gleich der Ionisationsspannung des Gases und es scheint wesentlich, zur Hervorrufung des Knickes, diesen Wert zu erreichen.

Für die Abhängigkeit der Werte V_g von v_f wurden gerade Linien erhalten (V_g entspricht der Energie, die ein Elektron besitzt, wenn es an das Gitter gelangt.) Bei Helium und Quecksilberdampf ergaben sich zwei Knicke auf der Kennlinie. Die Werte für V_g zeigt Tabelle II.

Tabelle II.

Gas	V_g	Resonanzspannung
Helium	6,1 4,5	20,54[1]) 20,7[2])
Quecksilber	6,3 4,7	6,7[3]) 4,9
Stickstoff	7,3	7,3—8,3[4]) —9,0[5])
Argon	11,4	12,0[6]) 11,5[7]) 12,5[8])

Außer im Fall des Heliums entsprechen die Werte von V_g dem betreffenden Resonanzpotential. Bei Helium wurden Resonanzpotentiale unter 4—6 Volt niemals beobachtet. Die Heliumrohre waren Fabrikware. Untersuchungen über V_a und V_g mit reinem Helium sind im Gang. Die Tatsache, daß der gefundene Wert zu klein ist, deutet auf Unreinheit hin, denn Horton (Phys. Rev. 15, 498) und Palmer (Radio Rev. 2, 113—125, 1921) fanden, daß die Ionisationsspannung mit zunehmender Verunreinigung abnimmt.

Tabelle III zeigt folgendes: Die Werte von V_g scheinen über ein

Tabelle III.

Rohr	Druck in mm Quecks.	V_a	V_g	J Anodenstrom (willkürlich)	γ	v_f
R-Rohr	0,03	16,57	11,4	10,7	0,37	7,2
m. Argon	0,03	19,4	11,4	10,5	0,35	7,0
	0,45	16,6	11,1	10,6	0,37	7,0
	0,55	16,6	10,4	10,5	0,40	7,0
	0,80	16,6	10,3	10,4	0,40	7,0
Anderes	—	22,2	10,2	—	0,16	3,4
Argonrohr	—	21,9	12,4	—	0,16	3,2
		(Minimalwert nicht erreicht.)				
Minimalwert:		16,57	11,0			

1) Proc. of the Roy. Soc. 95 A, 408.
2) Radio Rev. 2, 113—125, März 1921.
3) Phys. Rev. 10, 101. — 4) Phys. Rev. 14, 409.
5) Phys. Rev. 13, 1. — 6) Phys. Rev. 13, 297.
7) Proc. of the Roy Soc. 97 A, 1.
8) Radio Rev. 2, 113—125, März 1921.

Druckbereich von 0,03—0,8 mm konstant. Im ganzen scheinen die Werte V_a und V_g unabhängig von der Elektrodenanordnung und dem Gasdruck.

Der Wert, den der Anodenstrom J erreicht, wenn ein Knick eintritt, ist praktisch konstant für ein bestimmtes Rohr.

Denn

$$V_g = \left(v - \frac{v_f}{2}\right) + \gamma\left(V - \frac{v_f}{2}\right) + e = v + \gamma V + \left[e - (1+\gamma)\frac{v_f}{2}\right]$$

und

$$\left[e - (1+\gamma)\frac{v_f}{2}\right]$$

ist nach dieser Tabelle annähernd konstant.

Tabelle IV.

v_f	N. P. L. Nr. 2 Quecksilber	$[e-(1+\gamma)v_f/2]$ R. 2 A	$[e-(1+\gamma)v_f/2]$ R. Argon	$[e-(1+\gamma)v_f/4]$ Audion (Stickstoff)
2,5	0,05	— 0,5		
3,0	0,20	— 0,3		
3,5	0,10	— 0,2		
4,0	0,05	— 0,2		3,2
4,5	0,10	— 0,4		3,1
5,0	0,40[1])	— 0,5		3,1
6,8	—	—	— 1,4	3,0
7,0	—	—	— 1,4[1])	
7,2			— 2,0	

Also ist $v + \gamma V$ ungefähr konstant und dies ist. die Bedingung, daß J nicht variiert.

Die experimentellen Daten von J, für die ein Knick eintritt, sind in Fig. 5 gegeben und man sieht, daß J für alle Werte von v_f für ein bestimmtes Rohr konstant ist.

3. Diskussion.

Verff. diskutieren zur Erklärung des Effektes zunächst die Möglichkeit des Auftretens von Photoelektronen, die durch den Zusammenstoß von Elektronen mit Quecksilberdampfmolekülen entstehen und betrachten die drei Resonanzpotentiale des Quecksilbers.

Der Aufprall positiver Ionen auf den Faden ist eine weitere Quelle von Elektronenemission, ferner kann das Bombardement von Gitter und Anode durch Elektronen sowohl wie positive Ionen zusätzliche Stromträger erzeugen (Horton, Proc. Roy. Soc. 95 A, 419),

1) Faden sehr dünn und heiß.

aber diese müssen unter den hier gewählten Bedingungen klein an Zahl sein.

Verff. zerlegen den Anodenstrom J folgendermaßen:

i_2 Elektronenstrom vom Faden zur Anode
i_3 Positiver Ionenstrom von Anode zum Faden
i_4 „ „ „ „ „ Gitter
i_5 Photoelektronenstrom von Gitter zur Anode.

Fig. 5.

Also ist

$$J = i_2 + i_3 + i_4 + i_5.$$

Der Gitterstrom i besteht aus der Summe der Ströme:

i_1 Elektronenstrom vom Faden zum Gitter
i_5 Photoelektronenstrom vom Gitter zur Anode
i_4 Positiver Ionenstrom von der Anode zum Gitter

also

$$i = i_1 - i_4 - i_5.$$

Diese Analyse der Ströme erlaubt an Hand der Tatsache, daß J und i gleichzeitig zu- und abnehmen (vgl. Fig. 1), gewisse Gründe für das Phänomen auszuschalten. Z. B. kann ein photoelektrische Strom

vom Gitter allein nicht die Ursache sein, denn dies würde ein Anwachsen von J bedeuten, wenn der Effekt beginnt, und eine Abnahme von i um den gleichen Betrag i_6.

Analog bedeutet eine Ionisation allein ein Anwachsen von J begleitet von einer Abnahme von i um den Betrag i_4.

Bei der Vakuumprüfmethode von Drei-Elektrodenröhren wird diese Tatsache benutzt. Wenn indessen eine dieser Erscheinungen von einem Bombardement des Fadens durch positive Ionen begleitet ist, so mag die besondere Elektronenemission den Abfall des Stromes i überdecken und ein gleichzeitiges Ansteigen von J und i hervorrufen.

Eine ausreichende Erklärung des Knickes auf Grund des Experiments erscheint schwierig. Wenn Photoelektronen von den Gitterdrähten zusätzliche Ionisation hervorrufen, müßte wohl eine Diskontiunität in der Charakteristik eintreten. Die Photoelektronen, die vom Gitter zur Anode gelangen, besitzen aber nicht immer genügend Energie, — z. B. wenn V_a seinen Minimumwert hat — um zu ionisieren, in welchem Fall der Potentialabfall zwischen Gitter und Anode gewöhnlich viel kleiner als die Ionisationsspannung ist. Also ist die Ionisation durch Photoelektronen nicht ausreichend und der gleichzeitige Anstieg von Gitter und Anodenstrom kann so nicht erklärt werden.

Auch der Raumladeeffekt der von der Anode emittierten Photoelektronen gibt keine genügende Erklärung.

Eine andere Erklärung ist durch die Ähnlichkeit in dem Verlauf von J und i (s. Fig. 11) gegeben für den Fall, daß die Röhre schwingt. Whiddington (Radio Review 1, 53, Nov. 1919) hat gezeigt, daß Hochfrequenz auch in Kreisen entstehen kann, die frei sind von der gewöhnlichen Induktions- und Kapazitätsanordnung. In dem beschriebenen Fall werden die Schwingungen durch das periodische Bombardement des Fadens mittels positiver Ionen aufrecht erhalten, die durch den Zusammenprall zwischen Elektronen und Gasmolekülen entstehen. Wenn ein Rohr zu schwingen beginnt, wachsen i und J gewöhnlich, und wenn die Schwingungen aus irgendeinem Grunde aussetzen, fällt J auf den entsprechenden Punkt der Charakteristik zurück. Wenn ferner Schwingungen durch Veränderung des Gitterpotentials hervorgerufen werden, so würde der Punkt, wo die plötzliche Veränderung des Anodenstromes einsetzt, davon abhängen, ob das Gitterpotential ab- oder zunimmt. Es müßte also die Erregung von Schwingungen für alle die beobachteten Knickerscheinungen herangezogen werden. Whiddigton nahm an, daß eine Elektronenwolke vom Faden mit

Gasmolekeln gerade außerhalb des Gitters zusammenstößt und sie ionisiert. Die resultierenden positiven Ionen werden als Wolke hinter den Faden getrieben und die dadurch entstehende lokale Temperaturerhöhung des Fadens verursacht weitere Elektronenwolken. Auf diese Weise ändern sich die beiden Ströme J und i periodisch. Die periodische Schwingung dieser Ströme könnte in einem Empfangskreis aufgenommen und ihre Frequenz gemessen werden. Die Periode kann also gefunden werden, indem die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Bombardements gemessen wird.

Die Energiegleichung

$$^1/_2\, m u^2 = \bar{V} e$$

(wo m die bewegte Masse, u die Endgeschwindigkeit, $\bar{V}$ das von m durchlaufene Potential und e die Ladung ist) bestimmt die Endgeschwindigkeit u. Die Zeit zwischen zwei Bombardements ist die Zeit, in der die Elektronen die Molekel erreichen, mit denen sie zusammenstoßen, zuzüglich der Zeit, in der die so erzeugten positiven Ionen zum Faden gelangen. Da die erste Zeit klein ist im Vergleich zur letzten, so braucht man nur diese zu ermitteln. Whiddington setzte als Potential zwischen Faden und Gitter

$$\bar{V} = 1 \text{ Volt.} \quad e/m = 5 \text{ E.M.E. für Hg-Atome}$$

also

$$u = 10^5 \text{ cm/sec.}$$

Der Abstand zwischen Gitter und Faden betrug 3 mm. Demnach war die mittlere Zeit zwischen zwei Zusammenstößen $6{,}0 \cdot 10^{-6}$ sec. Dies ergibt eine Frequenz von $^1/_6 \cdot 10^5$ oder eine Welle von 1800 m und nicht, wie Whiddington ausrechnet, 450 m. Da er eine Wellelänge von 640 m fand, so besteht zwischen Theorie und Experiment keine Übereinstimmung. Seine Theorie kann indessen schnell verbessert werden, um eine ausreichende Übereinstimmung zu ergeben. Vorausgesetzt, daß die Elektronen mit der Geschwindigkeit Null austreten, so müssen sie ein Feld von ungefähr 10,4 Volt durchlaufen, um die Ionisierungsgeschwindigkeit im Quecksilberdampf zu erreichen. Diese Geschwindigkeit werden sie gerade außerhalb des Gitters erreichen, da die benutzte Anodenspannung 50 Volt oder mehr betrug. Also wird die Endgeschwindigkeit sein:

$\sqrt{10{,}4} \cdot 10^5$ cm/sec. und die mittlere Geschwindigkeit $1{,}58 \cdot 10^5$ cm/sec.

Die mittlere Zeit zwischen zwei Zusammenstößen ist $1{,}9 \cdot 10^{-6}$ sec. und die entsprechende Wellenlänge 570 m.

Dies ist aber die untere Grenze für die Geschwindigkeit, da die

Elektronen mit einer gewissen Geschwindigkeit austreten, wodurch die Größe des notwendig zu durchlaufenden Feldes verringert wird.

Es liegt also der Gedanke nahe, daß Schwingungen an dem Knick auftreten könnten. Da Ionisation irgendwo zwischen Gitter und Anode auftritt, man aber nur die beiden Grenzfälle für D (Abstand zwischen Faden und Anode) und d (Abstand zwischen Faden und Gitter) berechnen kann, so ist in folgender Tabelle die obere und untere Grenze der zu erwartenden Schwingungen eingesetzt.

Gas	d	D	e/m	$\bar{V}$	u (Endgeschw.)	λ_1	λ_2
Quecksilber	0,14	0,44	48	10,4	$3{,}16 \cdot 10^5$	268 m	840 m
Stickstoff	0,22	0,49	340	17,5	$1{,}1 \cdot 10^6$	120 m	267 m
Argon	0,17	0,45	240	16,6	$8{,}9 \cdot 10^5$	114 m	300 m

Bis jetzt sind die Frequenzen nicht beobachtet worden, doch soll für später eine empfindlichere Meßanordnung geschaffen werden. Einfügung von Induktivitäten (ca. einige $100—43{,}10^6$ cm). Kapazitäten oder hohen Widerständen (80000 Ω) ergab keine wesentlichen Änderungen des Knicks. Verf. läßt auch die Möglichkeit offen, daß gewöhnlich nur ein Teil des Rohres — etwa zwischen Faden und Anode — arbeitet, daß aber unter gewissen Potentialbedingungen an Gitter und Anode Gas aus entlegenen Teilen des Rohres die wesentliche Rolle spielt. Eine Lösung des Problems des Knickes hat die Untersuchung nicht gebracht.

Die Vorteile der starken Verstärkerwirkung einer solchen Röhre, wenn man sich auf den Knick einstellt, sind aber jetzt bedeutend leichter zu benutzen, da die wesentlichen Bedingungen mit großer Annäherung ermittelt werden können.

4. *Zusammenfassung.*

1. Der Knick in der Charakteristik einer „weichen" Dreielektrodenröhre wurde in 5 Rohrtypen mit 4 verschiedenen Gasen erhalten.

2. Die zur Erhaltung des Knickes notwendigen Bedingungen sind:

a) Die Röhre muß „weich" (soft) sein.

b) Die Funktion V_a muß mindestens die Ionisationsspannung des Gases erreichen.

c) Die Funktion V_g muß gleich dem Resonanzpotential des Gases im Rohr sein.

d) Das Resonanzpotential muß den Wert des Mininmumpotentials überschreiten, das für die Emission von Photoelektronen vom Material des Gitterfadens notwendig ist.

3. Der Knick ist unabhängig von
   a) Gasdruck
   b) Anordnung der Elektroden
   c) der Natur des Schließungskreises.
4. Mögliche Erklärungen wurden diskutiert, aber eine ausreichende Lösung nicht gefunden. Robert Jaeger.

W. Rogowski, Die Dämpfungen zweier induktiv gekoppelter Schwingungskreise. I. Vorherrschende Kopplung. Arch. f. Elektrotechn., Bd. IX, S. 427—438, 1921. — Die Frequenzsprünge des Zwischenkreisröhrensenders bei primärer Gitterkopplung. Arch. f. Elektr., Bd. X, S. 1—14, 1921. — Der Zwischenkreisröhrensender bei sekundärer Gitterkopplung. Arch. f. Elektr. Bd. X, S. 15—30, 1921.

Die Frage nach den Eigenfrequenzen und Dämpfungen zweier induktiv gekoppelter Schwingungskreise ist durch den Zwischenkreisröhrensender neu belebt. Über die Eigenfrequenzen sind wir durch die Arbeiten von Oberbeck und M. Wien gut unterrichtet, für die Dämpfungen liegen dagegen praktisch brauchbare Näherungsformeln nur in einigen speziellen Fällen vor. So gelten die Wienschen Näherungsformeln für die Koppeldämpfungen nur für Resonanz mit ihrer unmittelbaren Umgebung und für sehr lose kapazitive Koppelungen. Rogowski hat sich deshalb die Aufgabe gestellt, hier einen allgemein gültigen Überblick zu geben.

Es wird zunächst nur die Annahme gemacht, daß der Ohmsche Widerstand klein gegen den induktiven ist (vorherrschende Kopplung). Ausgehend von den bekannten Differentialgleichungen für die Ströme und Spannungen der beiden gekoppelten Schwingungskreise, führt Verf. in die Gleichungen den aus der Transformatortheorie bekannten Streukoeffizienten σ ein, der mit dem Kopplungskoeffizienten k durch die Gleichung $\sigma = 1 - k^2$ verbunden ist. Aus Gründen der Zweckmäßigkeit werden ferner die Koppelfrequenzen Ω auf eine der beiden Eigenfrequenzen ω der ungekoppelten Kreise bezogen. Es ergibt sich dann, wenn man die Ohmschen Widerstände zunächst ganz vernachlässigt:

$$\frac{\Omega}{\omega} = \sqrt{\frac{1 + x^2}{2\sigma}\left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\sigma x^2}{(1 + x^2)^2}}\right]}$$

wo $x = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ ist. Die Koppelfrequenzen ergeben sich aus den Fre-

quenzen der ungekoppelten Kreise und der Größe der Streuung. Die Bedeutung dieser Gleichung wird an Hand einer Figur anschaulich gemacht.

Zur Berechnung der Dämpfungen werden nun in die Gleichungen die Widerstände eingeführt und eine Reihenentwicklung angesetzt. Es ergibt sich, daß sich die Kreisfrequenzen gegen früher nicht ändern, wenn man die quadratischen Glieder der Dämpfung vernachlässigt (vorherrschende Kopplung). Für die Dämpfungen der beiden Koppelschwingungen ergeben sich Gleichungen der Form:

$$\alpha = \frac{R_1}{2\,L_1}\,U_1 + \frac{R_2}{2\,L_2}\,U_2\,,$$

hierin ist:

$$U_1 = \frac{1}{2\,\sigma}\left[1 + \frac{1 - \frac{2\,\sigma\,x^2}{1+x^2}}{\sqrt{1 - \frac{4\,\sigma\,x^4}{(1+x^2)^2}}}\right], \quad U_2 = \frac{1}{2\,\sigma}\left[1 + \frac{1 - \frac{2\,\sigma}{1+x^2}}{\sqrt{1 - \frac{4\,\sigma\,x^2}{(1+x^2)^2}}}\right]$$

Die Dämpfung setzt sich zusammen aus den Dämpfungen der ungekoppelten Systeme, $\left(\frac{R_1}{2\,L_1} \text{ und } \frac{R_2}{2\,L_2}\right)$, multipliziert mit den Gewichten U_1 und U_2. Die Gewichte sind Funktionen der Streukoeffizienten und des Verhältnisses $\frac{\omega_2}{\omega_1}$ der Eigenfrequenzen der ungekoppelten Kreise. Durch eine graphische Darstellung gibt Verf. zunächst einen Überblick über die Bedeutung der Gewichte und dann über den Verlauf der Dämpfungen selbst. Hierbei muß man irgendeine Annahme über die Größe der Dämpfungen im ungekoppelten Zustande machen. Verf. setzt einmal die beiden ungekoppelten Dämpfungen einander gleich, das andere Mal die ungekoppelte Dämpfung sekundär fünfmal so groß wie primär. Für den Fall, daß die ungekoppelten Dämpfungen einander gleich sind, hat die Dämpfung der langsameren Koppelschwingung bei Resonanz ein Minimum, die Dämpfung der rascheren Koppelschwingung ein schwach ausgeprägtes Maximum.

Diese Resultate wendet Verf. nun auf das Problem des Zwischenkreisröhrensenders zunächst bei primärer Gitterkopplung an. Hier interessiert uns vor allen Dingen die Erscheinung des Ziehens. Bringt man die von Vallauri und Heegener aufgestellten Gleichungen für den Röhrensender auf eine etwas andere Form, so erhält man Differen-

tialgleichungen, wie sie in der Theorie zweier gewöhnlicher induktiv gekoppelter Schwingungskreise gültig sind, nur ist statt des dort auftretenden Widerstandes des Primärkreises r_1 hier $R_1 - \frac{S\,Mg}{C_1}$ zu setzen, wo R_1 der Widerstand des primären Schwingungskreises, S die Steilheit, Mg die Gegeninduktivität (Gitter-Schwingungskreis) und C_1 die Kapazität des primären Schwingungskreises sind. Damit ist dann auch das Problem des Zwischenkreisröhrensenders gelöst. Bedingung für das Zustandekommen oder die Möglichkeit des Entstehens der Koppelschwingungen ist, daß die Dämpfung der betreffenden Koppelschwingung Null oder negativ ist:

$$\frac{S\,Mg}{C_1}\,\frac{L_2}{R_2\,L_1} - \frac{R_1\,L_2}{L_1\,R_2} \geqq \frac{U_2}{U_1}.$$

Diese Formeln werden vom Verf. wieder mit Hilfe graphischer Darstellungen anschaulich gemacht.

Es ergibt sich, daß bei loser Kopplung primär sekundär und bei genügend schwacher Gitterkopplung nur die langsamere Koppelschwingung erregt wird und daß diese oberhalb der Resonanz abreißt; die raschere Koppelschwingung tritt überhaupt nicht in Erscheinung. Geht man zu etwas festerer Gitterkopplung über, so erhält man

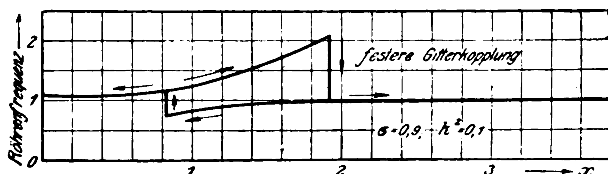


Fig. 1.

Kurvenzüge mit Frequenzlücken (siehe Fig. 1). Dieses Ergebnis der Rogowskischen Ableitungen kann besonderes Interesse beanspruchen, da es die von Wien und Vogel experimentell beobachteten Erscheinungen erklärt. Geht man wieder zu festerer Gitterkopplung so verschwindet allmählich die Frequenzlücke; es tritt im Resonanzpunkt ein Hochsprung von der langsamen zur raschen Koppelschwingung ein. Bei immer weiterer Steigerung der Gitterkopplung kommt man dann zu den bekannten Kurven mit der Ziehschleife und den beiden Frequenzsprüngen (siehe Fig. 2). Bei weiter wachsender Gitterkopplung zieht sich die Ziehschleife immer weiter auseinander, doch so, daß der Resonanzpunkt unsymmetrisch umfaßt wird. Es ändert sich die Hoch-

sprungstelle unterhalb der Resonanz nur sehr wenig, dagegen rückt die Tiefsprungstelle oberhalb der Resonanz immer weiter von der Resonanz ab. Von einer gewissen Gitterkopplung ab artet die Zieh-

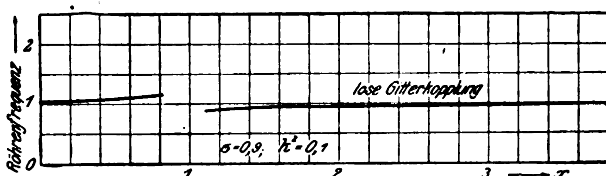


Fig. 2.

schleife aus, indem der Tiefsprung überhaupt nicht mehr stattzufinden braucht.

Bei der bisherigen Rechnung war der innere Widerstand der Röhre R_i vernachlässigt, führt man ihn ein so wird die Bedingung für das Einsetzen der Koppelschwingungen:

$$\frac{S\,Mg}{C_1}\,\frac{L_2}{R_2\,L_1} - \frac{L_2\left(R_1 + \frac{L_1}{C_1\,R_i}\right)}{R_2\,L_1} \geqq \frac{U_2}{U_1}\,.$$

Qualitativ erhält man dadurch keine Änderungen. Qantitativ liegen insofern die Verhältnisse anders, als die Gitterkopplung etwas größer sein muß als früher.

In einer weiteren Arbeit behandelt Rogowski dann auch das Problem des Zwischenkreisröhrensenders mit sekundärer Gitterkopplung, der von Wien und Vogel[1]) angegeben und experimentell untersucht worden ist. Danach schwingt der Zwischenkreisröhrensender mit sekundärer Gitterkopplung so, wie es zwei gekoppelte Schwingungskreise tun, denen außer ihren natürlichen Dämpfungen noch eine Zusatzdämpfung zukommt. Die Gesamtdämpfung beträgt:

$$\frac{R_1}{2\,L_1}\,U_1 + \frac{R_2}{2\,L_2}\,U_2 - \varrho\,\frac{S}{2\,C_1}\,U_3\,,$$

wo

$$U_3 = \frac{1-\sigma}{2\,\sigma}\left[\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4\,\sigma\,x^2}{(1+x^2)^2}}} + 1\right]$$

und ϱ das Verhältnis der Gegeninduktivitäten (Gitter-Sekundärkreis) zu (Primärkreis-Sekundärkreis).

1) Wien und Vogel, Ann. d. Phys. 1920, 62, 650.

In Übereinstimmung mit den Versuchen von Wien und Vogel findet Rogowski, daß je nach Anschluß der Gitterspule entweder nur die rasche oder nur die langsame Koppelschwingung entsteht. Ein Springen der Frequenz, wie sich dies bei primärer Gitterkopplung zeigen kann, kann hier bei Veränderung der Eigenschwingung einer der beiden gekoppelten Schwingungskreise nicht vorkommen, wohl aber kann eine einmal erregte Schwingung erlöschen. Bei gleichen ungekoppelten Dämpfungen der Schwingungskreise setzen die Schwingungen zunächst bei Resonanz ein und umfassen mit wachsender Gitterkopplung einen um die Resonanz gelegenen Frequenzbereich. Bei ungleichen ungekoppelten Dämpfungen kann zuerst die langsame Koppelschwingung entstehen. Die rasche bedarf zu ihrem Einsetzen etwas festerer Gitterkopplung, als die langsame. Die Erregung erfolgt hier anfangs außerhalb der Resonanz. Alberti.

T. L. Eckersly, Refraction of Elektric Waves. (The Radio Review Bd. I, S. 421—428, Juni 1920.)

Es ist den F.T.-Ingenieuren wohl bekannt, daß es schwieriger ist, drahtlose Wellen über Land als über See zu übertragen. Prof. Zenneck und Prof. Sommerfeld haben in anschaulicher Weise ausgeführt, wie die Absorption auftritt, und haben auf theoretischem Wege gezeigt, wie die Leitfähigkeit und die spez. Kapazität des Untergrundes die Werte des Absorptionskoeffizienten ändern. Aber es ist nicht so allgemein bekannt, wie die Natur des Untergrundes, über den die Wellen gehen, die Geschwindigkeit der Welle bestimmt.

Die Geschwindigkeitsabnahme ist nicht groß, aber sie genügt, um einen merkbaren Einfluß auf die Richtungsbestimmung eines Strahles auszuüben, der z. B. die Grenze zwischen See und Land passiert.

Theorie. Nimmt man an, daß eine Welle in Richtung des Pfeiles der Fig. 1 von der See aus die Küste trifft, dann wird wenige Wellenlängen landeinwärts, wenn die Wellenfront Zeit gehabt hat, sich wieder auszubilden, die Geschwindigkeit der Wellen nach allen Richtungen dieselbe sein (da das Land als mehr oder weniger isotrop angesehen werden kann). Man kann jetzt das Huygensche Prinzip anwenden und erhält daher, wenn V_1 die Wellengeschwindigkeit über Land und V_2 die Geschwindigkeit über See ist: $\frac{\sin i}{\sin r} = \frac{V_1}{V_2} = \mu$, wo i der Einfallwinkel ist, d. h. der Winkel, den der Strahl mit der Senkrechten zur Küste bildet, und r der Brechungswinkel.

Wenn das Verhältnis V_1/V_2 nahezu 1 ist, d. h. i nahezu gleich r, wenn $\delta\Phi$ der Fehler in der Peilung ist und $\Theta + 90^0$ die warme Peilung bezeichnet, dann ist es leicht zu zeigen, daß $\delta\Phi = \frac{\mu^2 - 1}{2\mu} \tan\Theta$ ist.

Die Kurve (Fig. 2) zeigt einige Resultate, wie sie von der Richtungsstation in Cypern gefunden sind. Die Station lag eine Meile von der Küste, die von Norden und Süden ganz dicht herantrat. Die Ordinaten entsprechen den Peilungsfehlern von bestimmten bekannten Stationen in Abhängigkeit vom Werte tan Θ, wo Θ die wahre Peilung weniger 90⁰ ist. Die Peilungen werden rechtweisend von Norden aus im Uhrzeigersinne gerechnet.

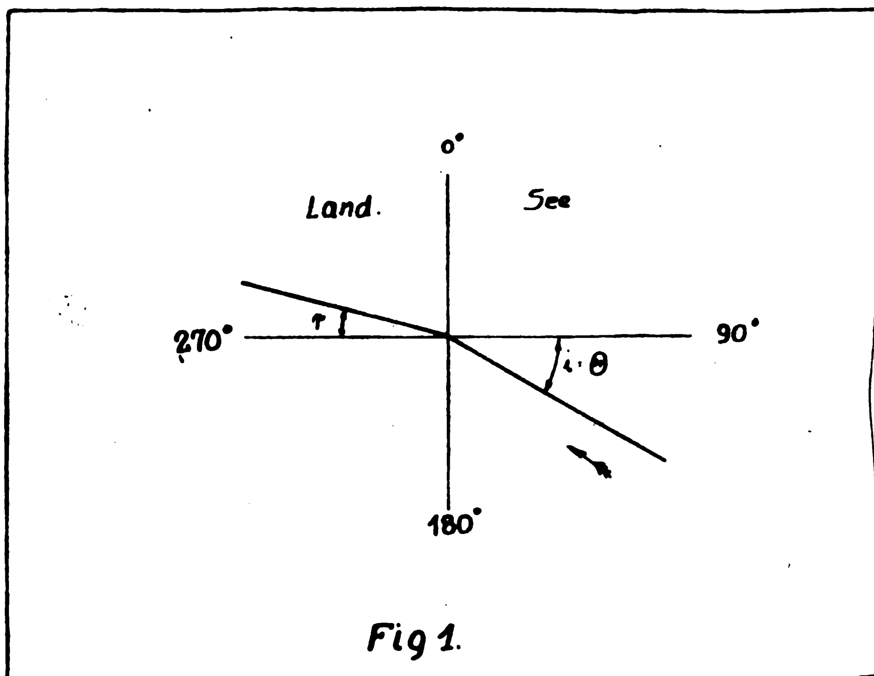


Fig 1.

Man sieht, daß die Punkte nahezu auf einer Geraden liegen und nur eine Beobachtung herausfällt. Der Fehler für $\Theta = 0$, der etwa 1^0 beträgt, stimmt mit dem Fehler überein, den man bei einer sehr genauen Bestimmung mit einem Theodoliten macht.

Die Beobachtungen bestätigen, wie man sieht, die Theorie sehr gut, die Abweichungen liegen in allen Fällen außer einem innerhalb

$^1/_{10}$ Grad. Die eingetragenen Punkte sind die Mittelwerte der Peilungen, die täglich während einer Zeit von 5 Monaten angestellt wurden (März bis Juli 1918), wobei auf einen Monat durchschnittlich 20 bis 50 Richtungsbestimmungen entfallen.

Die wahren Richtungen wurden aus den für Sender- und Empfängerstation bekannten Längen und Breiten berechnet.

Die Wellenlänge der Station variierte zwischen 800 und 1000 m

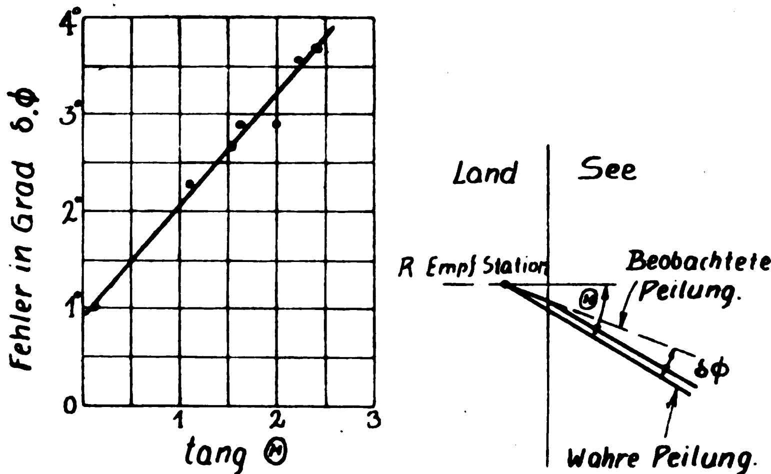


Fig 2.

und, genau genommen, dürfte man die Resultate nur für die gleiche Wellenlänge vergleichen, denn, wie später gezeigt wird, ändert sich die Größe der Beugung mit der Wellenlänge und kann erst für Wellenlängen über 2000 m unberücksichtigt bleiben.

Das Verhältnis der Fortpflanzungsgeschwindigkeit über See zu der über Land, wie es aus der Abweichung von der Geraden berechnet werden kann, beträgt 1,020, d. h. die Geschwindigkeit über der See ist nur 2 % größer als die Geschwindigkeit über dem Lande.

Für das Verhältnis dieser Geschwindigkeiten können wir zu einem

Ausdruck kommen, der die Konstanten für Erde bzw. Seewasser enthält, wie sie in Zennecks Rechnungen über die Ausbreitung von Wellen über Land vorkommen.

Der Ausdruck für das Verhältnis der Geschwindigkeiten μ kann dann geschrieben werden:

$$\frac{1}{\mu} = \left\{\frac{\sqrt{\sigma_1{}^2 + p^2 k_1{}^2}}{\sqrt{\sigma_1{}^2 + p^2 (k + k_1)^2}}\right\}^{1/2} \cdot \cos\frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2},$$

wo $p = 2\pi n$, $4\pi k_1$ = spez. induk. Kap. des Untergrundes

$\tan \Phi_1 = \frac{p k_1}{\sigma_1}$, $4\pi k$ = „ „ „ der Luft

$\tan \Phi_2 = p \cdot \frac{k + k_1}{\sigma_1}$, σ_1 = Leitfähigkeit des Untergrundes (in elektrostatischen Einheiten).

Wenn p klein genug ist, d. h. wenn die Wellenlänge so groß ist, daß $p^2 (k + k_1)^2$ klein gegen σ_1 ist, dann wird

$$\frac{1}{\mu} = \left\{\frac{\sqrt{\sigma_1{}^2}}{\sqrt{\sigma_1{}^2}}\right\}^{1/2} \cdot \cos\frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = \cos\frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2}.$$

Sind in diesem Falle Φ_1 und Φ_2 beide sehr klein, so ist folglich $\frac{1}{\mu} = 1$ und es tritt keine Brechung auf.

Als Beispiel wollen wir folgende Fälle betrachten:

1. Ist $\lambda = 3000$ m, $4\pi k_1 = 1$, $4\pi k = 2$, $\sigma = 9 \cdot 10^5$ ein Wert, der trockenem Sand entspricht), dann wird:

$$p\frac{k_1}{\sigma_1} = 0{,}11, \quad p\frac{k + k_1}{\sigma_1} = 0{,}165 \quad \text{und folglich} \quad \mu = 1{,}004$$

und die Beugung kommt in der Praxis nicht in Betracht.

2. Ist $\lambda = 1000$ und die anderen Konstanten dieselben, so ist

$$p = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^5, \; p\frac{k_1}{\sigma_1} = 0{,}333, \; p\frac{k + k_1}{\sigma_1} = 0{,}50 \quad \text{und folglich}$$

$\mu = 1{,}067$.

Dies ist ein weit größerer Wert, als der tatsächlich gefundene von 1,02. Aber wahrscheinlich ist auch der Wert von σ an der Küste von Cypern größer als 9×10^5, welcher Wert für den trockenen Sand der Sinaihalbinsel zutreffen wird.

Eine andere Reihe von Beobachtungen der Beugung ist in Fig. 3 dargestellt, die eine Skizze der Küste von Ägypten und Palästina gibt.

Die gekrümmten Linien geben die wahrscheinlichen Richtungen der elektromagnetischen Wellen verschiedener bekannter Stationen in Palästina für die Richtungsempfangsstation in der Nähe von Kairo.

Man sieht, daß die beobachteten Richtungen in beinahe jedem Falle um Beträge zu klein sind, die in einigen Fällen bis zu 4^0 betragen. Diese systematischen Fehler in den Richtungen wurden festgestellt, bevor die Erklärung dafür gefunden wurde, und es handelt

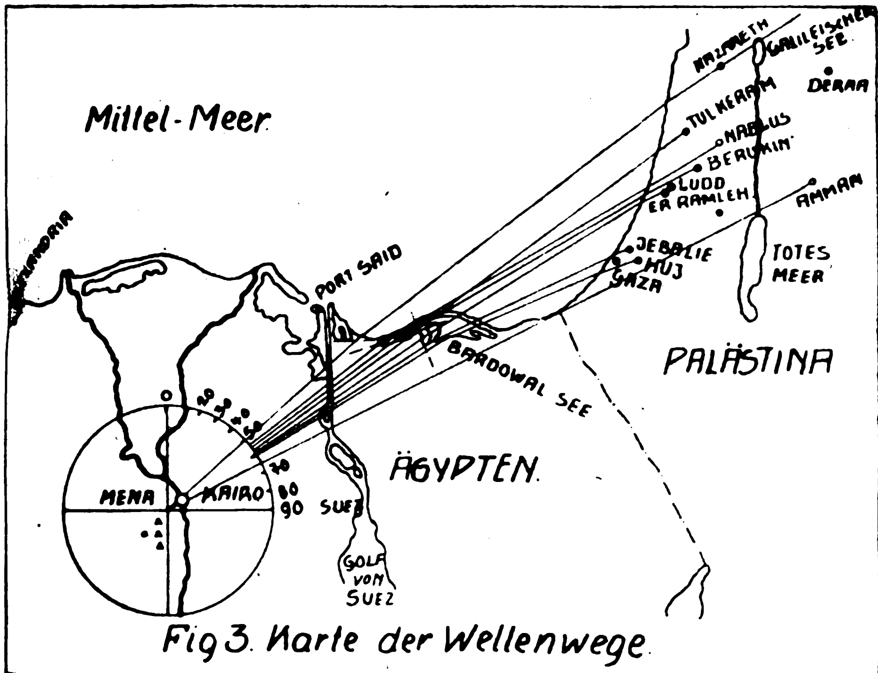


Fig 3. Karte der Wellenwege

sich deshalb hier nicht um eine nachträgliche Bestätigung. Die beobachteten Peilungen waren in der Praxis in jedem Falle die Mittelwerte aus einer sehr großen Zahl von Beobachtungen, die mehrere Monate lang vorgenommen wurden.

Eine graphische Methode wurde zum Aufsuchen der Wege der einzelnen Strahlen benutzt. Es wurde ein bestimmter Wert für das Verhältnis der Geschwindigkeit über See zu der Geschwindigkeit über Land angenommen, und wenn man dann von der bekannten mittleren Richtung einer Station ausging, war es möglich, den Weg des Strahles

aufzuzeichnen. Wenn der Strahl auf der einen oder anderen Seite an der Stelle vorbeiging, wo die Station liegen mußte, wurde der Wert korrigiert, um so eine bessere Annäherung zu erreichen.

Auf diese Weise wurde der mittlern Wert für μ zu 1,05 bestimmt. Dieser Wert ist beträchtlich größer als der aus den Beobachtungen auf Cypern abgeleitete von 1,02, aber dies Resultat ist plausibel, da der Küstensand Ägyptens und der Sinaihalbinsel einen höheren spez. Widerstand als der Boden Cyperns hat.

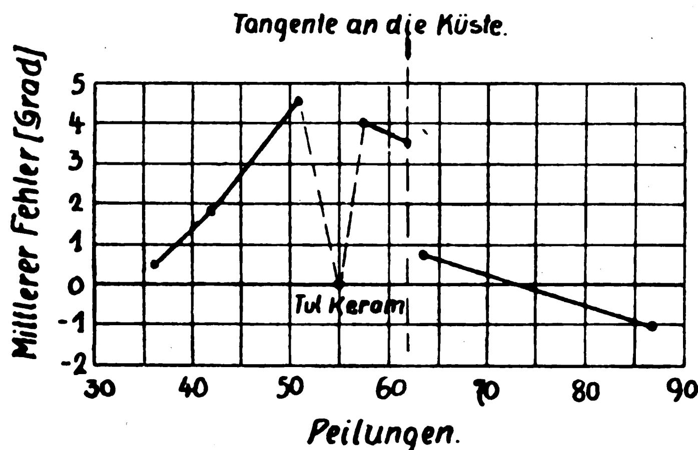


Fig 4.

Alle Strahlen treffen jetzt beinahe die bekannten Positionen der Stationen.

Es muß noch bemerkt werden, daß der gleiche Wert von μ für alle Strahlen benutzt ist und daß diese Größe nicht in jedem Falle korrigiert wurde, um den Strahl durch die Station gehen zu lassen. Die Resultate zeigen daher eine sehr gute Übereinstimmung mit der Theorie.

Unglücklicherweise schneiden alle Strahlen die Küste der Sinaihalbinsel beim See Bardowal. Die Küste dieses Sees ist so unregel-

mäßig und durch Buchten und Sümpfe zerrissen, daß es sehr schwer ist, die mittlere Küste, wo der Strahl sie schneidet, genau zu bestimmen. Eine recht zuverlässige Bestimmung ist mit Hilfe der Karte des Maßstabes 1:40000 vorgenommen, aber es ist natürlich schwer zu vermeiden, daß man die Küste so wählt, daß man gute Resultate erhält.

Die Kurve der Fig. 4 gibt die Fehler für verschiedene Stationen in Abhängigkeit ihrer Peilungen.

Das Auffallendste hierbei ist, daß der mittlere Fehler der Station Tul Keram Null ist, während die Fehler der übrigen Stationen in seiner Nachbarschaft etwa 4^0 betragen.

Dies ist kein zufälliger Fehler, denn er ist Monat für Monat gemessen. Der wahrscheinliche Fehler aus allen diesen Beobachtungen ist kleiner als $^1/_2{}^0$.

Diese Anomalie kann leicht erklärt werden, wenn man den Verlauf der Küste verfolgt. An der Stelle, wo der größte Kreis für Tul Keram und Kairo die Küste beim See Bardowal schneidet, geht sie so im Bogen, daß sie praktisch senkrecht von diesem Strahl geschnitten wird. Es gibt deshalb keine Beugung, und der Strahl geht gerade aus weiter. Die kleinste Änderung in der Lage der Sendestation verschiebt den geraden Strahl so viel, daß er die Küste unter spitzem Winkel schneidet, und es tritt wieder Beugung auf.

Vielleicht geht diese Erklärung zu weit, aber es ist schwer eine andere gleichwertige Erklärung für diese augenfällige Anomalie zu finden.

Von Interesse ist auch noch die Station Amman. Der direkte Strahl von Amman nach Kairo (Fig. 3 und 5) berührt gerade die Küste und es ist deshalb ein Strahl möglich, der die Küste nicht schneidet. Aber zu gleicher Zeit ist noch ein Strahl möglich, der an den Küsten bei C und D (Fig. 5) gebrochen wird. Die auf diesen beiden Wegen AM und $ACDM$ ankommenden Wellen sind nicht in Phase und haben verschiedene Richtungen und werden im allgemeinen ein Drehfeld hervorrufen, das Minimum des Richtungsempfängers wird also schlecht sein. Dieses wurde auf der Empfangsstation Kairo auch festgestellt, und zwar war dies einer der Fälle, wo man bei Tage ein wirklich schlechtes Minimum hatte. Diese Theorie wurde weiter durch folgende Beobachtung schlagend bestätigt:

Zwei Stationen wurden in der Nähe von Kairo etwa 500 m voneinander entfernt aufgebaut und die mittleren Peilungen von Amman waren für diese Stationen 59^0 bzw. $54{,}5^0$ (die Differenz $4{,}5^0$ liegt

weit außerhalb des wahrscheinlichen Fehlers). Die wahre Peilung ist 63°. Der Unterschied erklärt sich, wenn man bedenkt, daß die Differenzen in den Wellenlängen, d. h. in der Phase der beiden Strahlen auf beiden Stationen, trotz ihrer Lage dicht beieinander sehr verschieden sein muß, woraus sich der große Unterschied in der mittleren Richtung der Resultanten, d. h. der Peilungen ergibt.

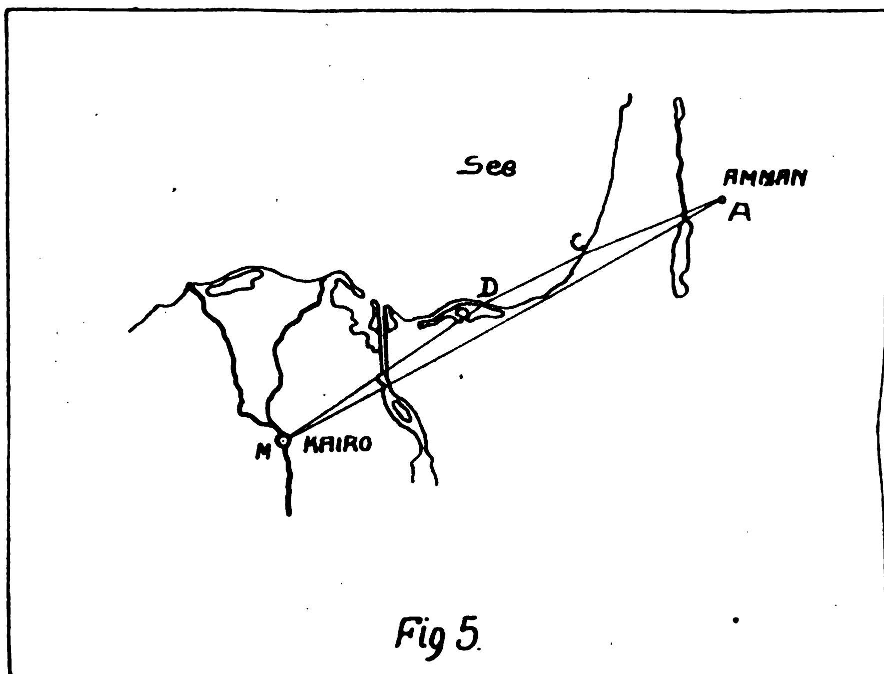


Fig 5.

Wellenlänge. Es war oben erwähnt, daß bei dieser Theorie die Größe der Beugung sehr stark von der Wellenlänge abhängt. Dies Resultat ist wiederum durch Beobachtungen bestätigt. Die Peilungen der Großstation Damaskus sind hierfür von Interesse.

Diese stimmen für 2600 m Wellenlänge sehr gut überein und betragen 50,5°, wie es der wahren Richtung der Station entspricht, trotzdem gaben Stationen in gleicher Richtung, die mit 600—1000 m Wellenlänge arbeiten, Fehler von 3—4°. Diesen Einfluß kann man nicht Eigentümlichkeiten der Küste zuschreiben, denn sie ist an der Stelle, wo der Strahl sie schneidet, genau definiert.

Die kleine Station bei Damaskus, die mit $\lambda = 1000$ m arbeitet, gibt z. B. eine mittlere Peilung von 46°, obwohl ihr Richtungsunterschied gegen die Großstation nicht größer als 1° sein kann.

Diese Resultate zeigen ganz deutlich, daß lange Wellen ($\lambda = 2600$ m), wie sie die Großstation aussendet, nicht gebeugt werden, während die kurzen Wellen ($\lambda = 1000$ m) an der Küste gebrochen

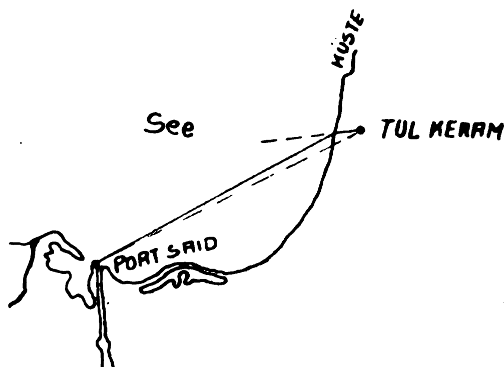


Fig 6.

werden. Dies ist weiter dadurch bestätigt, daß, wenn die Großstation mit 1200 m Wellenlänge gab, die Peilungen bei 47° (scharfes Minimum) beobachtet wurden.

Diese Änderung in der Größe der Beugung ist in vollständiger Übereinstimmung mit der Theorie.

Vielleicht ist das interessanteste Beispiel folgendes, welches zeigt, daß die Deutschen in dieser Hinsicht hinter uns zurück waren und auf diese Beugung nicht acht gaben. Beim Vormarsch in Palästina fielen uns Aufzeichnungen deutscher Peilungen der Richtungsstation bei Tul Keram in die Hände. Die mittleren Peilungen einiger

unserer bekannten Stationen wurden ausgewertet und in die Tabelle aufgenommen.

Peilungen von Port Said und Alexandria waren nahezu korrekt, se ist daher wahrscheinlich, daß die Richtungsstation nach diesen bekannten Stationen orientiert war, so daß die Fehler in diesen Richtungen Null sein mußten. Der Fehler von anderen unbekannten Stationen betrug dann — 6 bis — 7°. Wenn die Station in dieser Weise orientiert war, kann man die Fehler der Inlandstationen leicht erklären, Fig. 6. Wegen der Brechung hätten die Peilungen von Port Said und Alexandria 6—7° zu groß sein müssen, wenn die Station genau geographisch nach Norden und Süden orientiert gewesen wäre. Dadurch, daß die Deutschen die Orientierung nach diesen bekannten Stationen vornahmen, brachten sie einen Fehler von 6—7° für die Einpeilung von Inlandstationen hinein, bei denen die Strahlen nur über Land gehen, wie bei den beiden aufgeführten Stationen Ramleh und Jerusalem.

	SUB Port Said	SUH Alexandria	Ramleh	Jerusalem
Mittl. beobachtete Peilung	246,75	257,5	197,8	155,5
Zahl der Peilungen	33	21	82	75
Wahre Peilung	246,5	257,5	204,5	161,5
Fehler	0,25	0	— 6,7	— 6,0

Es erscheint daher wahrscheinlich, daß eine sehr merkbare Beugung an der Küste auftrat und daß die Deutschen auf diese gar nicht achteten.

Zusammenfassung.

Direkte Beobachtungen haben gezeigt, daß eine systematische Krümmung von Strahlen auftritt, die eine Küste schneiden und daß diese Krümmung sich verhält, als ob sie von einer „Brechung" infolge der verschiedenen Fortpflanzungsgeschwindigkeiten über See und über Land herrührt.

Weitere Beobachtungen sind angeführt, die dieses bestätigen und die im allgemeinen mit der Theorie der Fortpflanzung elektrischer Wellen über Land übereinstimmen, wie sie von Zenneck, Hack, Sommerfeld und anderen entwickelt ist.

(Übersetzt von E. Lübcke.)

Otto Emersleben, Freie Schwingungen in Kondensatorkreisen. (Phys. Ztschr. **22**, S. 393—400, 1921.) Bei einem drahtlosen Ferngespräch wird durch das Mikrophon der Widerstand des Schwingungskreises variiert. Ändert man durch die Schwingungen der menschlichen Sprache die Kapazität eines Kondensators, so kann man nach Versuchen, die auf Veranlassung von Prof. Reich in Göttingen durchgeführt werden, auch die elektrischen Schwingungen beeinflussen. Zur theoretischen Klarlegung des Vorganges wird der einfachste Thomsonsche Schwingungskreis betrachtet, der aus der Kapazität C, der Selbstinduktion L und dem Widerstand R besteht. Es wird für den Fall, daß C und R sich um einen kleinen Betrag periodisch ändern:

$$C(t) = C_0(1 + \varkappa \sin \alpha t) \qquad 0 \leqq \varkappa < 1$$
$$R(t) = R_0(1 + \lambda \sin \alpha t) \qquad 0 \leqq \lambda < 1,$$

die Differentialgleichung aufgestellt und für die Fälle: $\lambda = 0$, $\varkappa \neq 0$ und $\varkappa = 0$, $\lambda \neq 0$ eingehend diskutiert. Sind $\varkappa \neq 0$, $\lambda \neq 0$, so überlagern sich die Wirkungen der Kapazität und des Widerstandes. Die Gleichungen vereinfachen sich sehr, wenn man die in der Praxis stets erfüllten Annahmen macht, daß die Frequenz α, mit der sich der Widerstand oder die Kapazität ändern, klein gegen die Eigenfrequenz ω des Schwingungskreises ist und daß der Widerstand klein genug ist: $R_0^2 \ll \frac{4L}{C_0}$. Es treten dann hier, wie beim Thomsonkreis, Schwingungen der Ladung, des Stromes und der Spannung um die Nullage auf. Der Eigenfrequenz ω überlagert sich dabei die bedeutend langsamere Frequenz α. Es schwingt jetzt die Amplitude der Schwingung selbst und zwar mit einer Amplitude, die etwa den $\frac{\varkappa}{4}$ fachen der Gesamtamplitude ist, da die Amplitude mit dem Faktor $e^{\frac{\varkappa}{4} \sin \alpha t}$ oder angenähert $\left(1 + \frac{\varkappa}{4} \sin \alpha t\right)$ multipliziert werden muß. Dann treten die Durchgänge der Schwingung durch Null um die Zeit $\varkappa \cdot \frac{1 - \cos \alpha t}{2\alpha}$ später auf als bei gewöhnlichen ungedämpften Schwingungen. Es werden also bei Kapazitätsveränderungen, auch bei nicht-sinusförmigen, diese wohl verkleinert, aber getreu wiedergegeben.

Bei Änderungen des Widerstandes verkleinert sich die Amplitude der

Schwingung um den Faktor $\left[1 - \lambda \frac{R_0}{2\alpha L}(1 - \cos \alpha t)\right]$ · Man hat hier eine Abhängigkeit von der Frequenz α, indem z. B. bei doppelt so hoher Frequenz α nur die halbe Wirkung auftritt. Da der Faktor

$$\left[1 - \lambda \frac{R_0}{2\alpha L}(1 - \cos \alpha t)\right] = 1 - \lambda \frac{R_0}{2L} \int\limits_0^t \sin \alpha t \, dt$$

ist, tritt bei nicht-sinusförmigen Änderungen des Widerstandes unter Umständen eine erhebliche Verzerrung in der Hochfrequenzschwingung auf, im Gegensatz zu dem Verhalten der Kapazität. Lü.

F. W. Meyer, Die freiströmende Elektrizität der technischen Elektronik und die Entwicklung der Starkstromtechnik und des Maschinenbaus. (Elektrot. Ztschr. **42**, S. 689 bis 693, 725—728, 1921.) Die Regulierung und Steuerung großer Leistungen ist ein wichtiger Punkt der Starkstromtechnik. Der Verf. beschäftigt sich schon seit Jahren damit, dieses Problem mit Hilfe von Gasentladuugen zu lösen, und berichtet hier über Lösungen, die er in Amerika mit Hilfe von Dreielektroden-Röhren ausgearbeitet hat. Es ergibt sich hierdurch der große Vorteil, daß die eigentlichen Steuerorgane fast selbstinduktionsfrei sind und in ihnen nur Ströme von Bruchteilen eines Milliamperes auftreten. Als Beispiel sei eine Schaltung zur genauen Konstanthaltung der Umläufe eines Nebenschlußmotors hier wiedergegeben. Auf der Welle des Motors sitzt eine kleine Tachometermaschine, die der Spannung einer konstanten Batterie entgegen arbeitet. In diesen Stromkreis ist außerdem noch das Gitter und die Kathode einer Röhre eingeschaltet. Heben sich Batterie- und Tachometerspannung nicht genau auf, so entsteht infolge der Gitterspannung ein verhältnismäßig starker Anodenstrom, der z. B. durch einen Elektromagneten den Stromverlauf in einer Zweielektroden-Ionenröhre beeinflußt. Dieser Entladungsstrom wirkt ausgleichend auf einen im Feldkreis des Motors liegenden Widerstand und ändert somit die Umdrehungszahl des Motors. In einem anderen Falle wird verlangt, daß ein Generator konstante Spannung liefert. Es beeinflußt dann die Netzspannung die am Gitter liegende Spannung einer konstanten Batterie und ruft einen mehr oder weniger großen Anodenstrom hervor, der durch eine Hilfswicklung des Generatorfeldes fließt. Ein Feldreglungsapparat ähnlicher Art hat bei den mit Propellerantrieb versehenen Flugzeuggeneratoren Verwendung gefunden.

Bei der Regulierung von Anker- und sonstigen Arbeitsströmen benutzt man z. B. den Einfluß der Gitterspannung auf den Anodenstrom dazu, daß letzterer einen Lichtbogengleichrichter zündet, der den eigentlichen Arbeitskreis beeinflußt. Bei einem Induktionsmotor zeigt sich der Einfluß der Regulierung z. B. bei plötzlicher Belastung in den Oszillogrammen darin, daß die Geschwindigkeit erhalten bleibt und daß die Stromstärke des Hilfsstromes plötzlich zunimmt.

Für die Zukunft verspricht sich der Verf. von den Hochemissions-Glühkathodenröhren einen besonderen Nutzen für die Regel- und Steuermethoden bei der Energieübertragung auf große Entfernungen, im Eisenbahnwesen usw. Bei der Hochemissionsröhre finden Wolframkathoden Verwendung, die besonders präpariert werden, z. B. mit Thorium (L. Langmuir, Science Abstr. Phys. **21**, 312, 1919). Auf diese Weise konnte der Erwärmungsgrad der Kathoden auf Dunkelrotglut herabgesetzt und die Elektronenemission in eine andere Größenordnung hineingesteigert werden. Lü.

Briefe an die Schriftleitung.

(Der Abdruck zur Veröffentlichung eingesandter Briefe erfolgt ohne Verbindlichkeit der Schriftleitung.)

Eine neue Methode zur Bestimmung der dynamischen Kapazität einer Antenne.

Unter diesem Titel hat Herr H. Bakhuis auf S. 33 des 18. Bandes des Jahrbuchs, zur experimentellen Bestimmung der künstlichen Kettengliedantenne ein Verfahren beschrieben, das sich auf meine Arbeit „Zur Elektrodynamik von Strahlerkreisen" im Archiv für Elektrotechnik 1919, Bd. 8, S. 145, stützt. In dieser Arbeit wurde klargestellt, wie die dynamische oder wirksame Kapazität und Induktivität eines Antennengebildes zweckmäßig zu definieren ist. Als praktisches Ergebnis dieser Untersuchung habe ich die Kettengliedantenne angegeben. In meiner Arbeit ist ferner ein Verfahren beschrieben, wie man für jede wirkliche Antenne das sie nachbildende Kettenglied aus einigen Messungen in einfacher Weise berechnen kann. Das Verfahren ist an praktischen Beispielen erläutert. Die betreffenden Berechnungen habe ich in den Jahren 1917 und 1918 bei der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie ausgeführt. Die nötigen Versuche habe ich in den Laboratorien der Gesellschaft vornehmen lassen, und dem an diesen Versuchen beteiligten Herrn Bakhuis ist das in der zweiten Hälfte seiner Veröffentlichung beschriebene Näherungsverfahren zu verdanken, wodurch man die Kettengliedantenne durch Messungen allein (ohne Rechnung) bestimmen kann. Hierauf habe ich auf S. 183 meiner Arbeit

hingewiesen. Da sich Herr Bakhuis im Jahrbuch über meinen Anteil an der Arbeit ausschweigt und nachdem auch in das ausgezeichnete Radiotelegraphische Praktikum von Rein-Wirtz bereits eine irreführende Darstellung eingedrungen ist, halte ich es für notwendig, den Sachverhalt hiermit klarzustellen.

Berlin, den 1. Oktober 1921.

K. W. Wagner.

„Die von Prof. K. W. Wagner gegebene Klarstellung des Sachverhalts über die Kettengliedantenne ist vollkommen richtig, und ich bedauere sehr in dem erwähnten Artikel nicht zuerst auf die wichtigen Arbeiten des Herrn Prof. Wagner in dieser Richtung hingewiesen zu haben."

Bakhuis.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Neuere Deutsche Patentschriften.

Hochfrequenzspulen, Variometer.

Das D.R.P. 317831 der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin bezieht sich auf eine Spule für die Hochfrequenztechnik, bei welcher das Magnetikum aus sehr fein unterteiltem Eisen besteht. Das Kennzeichen der Anordnung besteht darin, daß die Magnetisierung des Eisens in allen Betriebszuständen innerhalb der Grenzen der reversiblen Permeabilität gehalten wird. Das Magnetikum kann ferner z. B. aus dem Innern der Spule herausbewegt werden zwecks Schaffung eines Variometers mit großem Variationsbereich.

Die C. Lorenz Akt.-Ges. und Wilhelm Scheppmann in Berlin-Tempelhof haben sich durch D. R. P. 337143 eine aus hintereinander geschalteten Flachspulen bestehende Drosselspule, insbesondere für die Zwecke der Hochfrequenztechnik schützen lassen, bei der als Spulenhalter ein Körper dient, der aus einzelnen, auf einen Stift aufgereihten Scheiben abwechselnd verschiedenen Durchmessers besteht, so daß die Windungen in die entstehenden Zwischenräume hineingewickelt werden können. Die größeren Scheiben besitzen radiale Nuten, um das Durchtränken der Windungen mit einer Isolierflüssigkeit zu erleichtern. Außerdem sind die größeren Scheiben mit Stegen ausgerüstet, so daß sie nur durch Luftisolation voneinander getrennt sind.

Das D. R. P. 335309 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin betrifft ein Hochfrequenzvariometer mit verschieb-

barem Eisenkern. Das Wesen besteht darin, daß die Spulensysteme mehrerer Hochfrequenzkreise so ineinander angeordnet sind, daß der Eisenkern bei seiner Bewegung sämtliche Spulen zugleich durchsetzt, so daß mit der Wellenänderung zugleich eine Kopplungsänderung stattfindet. Für Anwendung bei Kathodenröhrenschaltungen zur Selbsterregung sind der Anodenkreis bzw. Schwingungskreis und der Gitterkreis durch das Variometer so gekoppelt, daß bei einer durch das Variometer bewirkten Wellenänderung zugleich die Kopplung so ver-

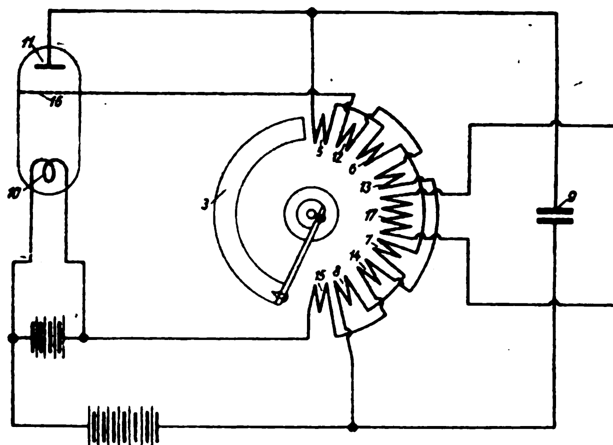


Fig. 1.

ändert wird, daß in jedem Augenblick die für günstigste Selbsterregung passende Kopplung vorhanden ist. Man kann dann feste Kondensatoren benutzen und erzielt die Veränderung der Welle nur durch das beschriebene Variometer. Bei den bisher bekannten Anordnungen von Kathodenstrahlröhrengeneratoren, bei denen man die Wellenänderung durch variable Kondensatoren bewirkte, hatte man den Nachteil, daß bei zunehmender Welle die Kopplung loser wurde, so daß die Selbsterregung des Systems aufhörte. Dieser Nachteil fällt bei der Verwendung des neuen Kopplungs- und Wellenvariometers weg. Fig. 1 zeigt ein Schaltungsbeispiel. Die Spulen 5, 6, 7 und 8 sind sämtlich hintereinander geschaltet und bilden die Selbstinduktionen eines Schwingunngskreises, dessen Kapazität durch den Kondensator 9 gebildet wird. Dieser Kreis ist in bekannter Weise mit der Kathode 10 und Anode 11 einer Kathodenstrahlröhre verbunden. Die Spulen 12, 13, 14, 15 des

Variometers sind ebenfalls hintereinander geschaltet und mit der Kathode 10 und dem Gitter 16 der Röhre verbunden. Die Schaltung stellt demnach die bekannte Selbsterregerschaltung eines Kathodenstrahlrelais zur Schwingungserzeugung dar, worin die beiden genannten Spulensysteme zur induktiven Kopplung des Gitter- und Anodenkreises dienen. Ein drittes Spulensystem 17 dient zur Abnahme der Energie. Sämtliche genannten Spulensysteme sind in dem Variometer abwechselnd so angeordnet, daß sie sämtlich nacheinander von dem drehbaren Eisenkern 3 durchsetzt werden können. Die drei Wicklungen des Variometers könnten natürlich auch fortlaufend übereinander gewickelt sein. Die Wellenvariation findet durch Drehen des Eisenkerns 3 statt, während der Kondensator 9 unveränderlich ist. Durch Einführen des Eisenkerns in das Spulensystem wird die Welle allmählich größer und gleichzeitig auch die Kopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis enger. In dieser Form eignet sich der Apparat besonders für die Zwecke des Interferenzempfanges zur Erzeugung der am Empfänger benötigten Hilfsfrequenz. Der ganze Apparat stellt dann einen sehr einfach zu bedienenden Empfangsapparat mit sehr geringem Raumbedarf dar.

Eine Selbstinduktionsspule betrifft das D. R. P. 334 676 der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Das Wesen dieser Anordnung besteht darin, daß zwei kontinuierlich und unabhängig voneinander veränderliche Stromabnahmen ermöglicht sind, indem ein beweglicher Stromabnehmer an der Außen- und ein anderer an der Innenseite der Spule angeordnet ist. Hierdurch wird erreicht, daß je eine kontinuirliche Stromabnahme gleichzeitig innen und außen möglich ist und die feinste Einstellung der Selbstinduktion beim Aufsuchen bestimmter Wellen auch bei Selbstinduktionen für große Leistung durchgeführt werden kann. Die Einstellung der Größe der Selbstinduktion kann hierbei an der Innen- oder an der Außenseite der Spule erfolgen, während an der anderen Seite unabhängig von der Einstellung der Größe der Selbstinduktion beispielsweise die Kopplung in den feinsten Stufen (kontinuierlich) eingestellt werden kann. Derart ist es möglich, mit einer einzigen Spule auszukommen und zwei kontinuierliche, völlig voneinander unabhängige Einstellmöglichkeiten zu schaffen. An Stelle der Einstellung der Selbstinduktion auf der einen und der Kopplung auf der anderen Seite der Spule könnte beispielsweise auch auf der einen Seite die grobe und auf der anderon Seite die feine Einstellung der Selbstinduktion vorgenommen werden.

Die Ausführung ist derart, daß die Spule in an sich bekannter

Weise drehbar gelagert ist und der eine Stromabnehmer beim Drehen der Spule verschoben wird, während der andere Stromabnehmer beim Stillstehen der Spule verschoben werden kann. Beim Einstellen bewegt sich dann der eine Stromabnehmer in an sich bekannter Weise geradlinig, während der andere in ebenfalls an sich bekannter Weise eine Schraubenlinie beschreibt. Der innerhalb der Spule verstellbare Stromabnehmer sitzt an einem Träger, der seinerseits isoliert in zwei oder mehreren Punkten an den Windungen der Spule eine Führung besitzt.

Das D. R. P. 338245 der C. Lorenz Akt.-Ges. in Berlin-Tempelhof und des Max Dochow in Neukölln bezieht sich auf ein Variometer

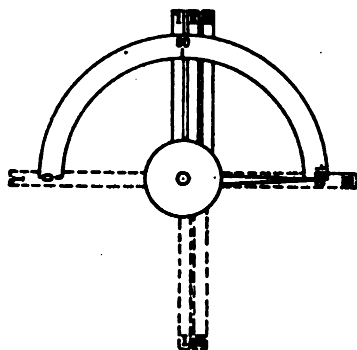


Fig. 2.

mit zwei oder mehr Sätzen verstellbarer Spulen, die um eine gemeinsame Achse beweglich sind, in welcher ferner eine feste Spule als Zwischenspule befestigt ist. Die wesentlichen Merkmale der Anordnung bestehen darin, daß die beweglichen Spulen infolge einer zwangläufigen Verbindung gleichmäßig und gleichzeitig gegeneinander um 180° klappbar sind, daß in dem einen der beweglichen Spulensätze bei Erreichen maximalen Selbstinduktionsbetrages in 90°-Stellung die Stromrichtung umgeschaltet wird, daß beim Umschalten der Stromrichtung in der einen der beiden beweglichen Spulen eine feste Spule zwischen beide eingeschaltet wird, derart, daß alle Spulen in Serie liegen und endlich, daß jeder Spulensatz in einem besonderen Kreis angeordnet ist zwecks Verwendung eines Variometers für verschiedene Kopplungszwecke.

Fig. 2 und 3 zeigen in einer beispielsweisen Ausführung, wie diese Anordnung verwirklicht werden kann. In dieser Ausführungs-

form sind im wesentlichen drei Stellungen zu unterscheiden. In der Nullstellung des Variometers, die durch die gestrichelt angedeutete Lage der Spulen I und III angedeutet ist, sind diese beiden Spulen derart eingeschaltet, daß die Stromrichtung gegeneinanderläuft, d. h. kleinste Selbstinduktion vorhanden ist. Das Variometer wird an die Punkte A und B angeschlossen, so daß sich der Stromlauf ergibt: A, d_1, e, f, III von außen nach innen, c, L von innen nach außen, B. Durch Drehung von 0 nach 90° hin werden die Felder der Spulen I

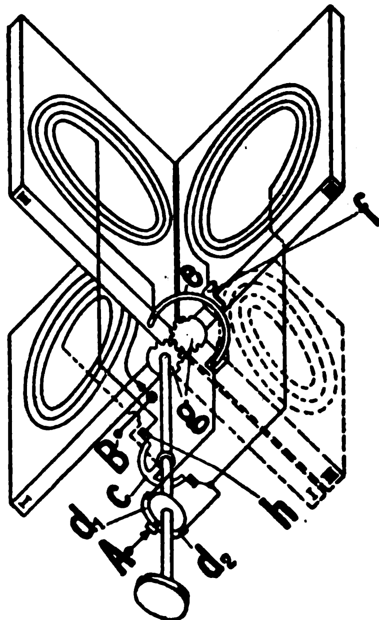


Fig. 3.

und III voneinander entfernt, bis sie in die in der Zeichnung dargestellte Lage kommen, in welcher beide Spulen in einer Ebene liegen und maximale Selbstinduktion erreicht ist. In dieser (in der Figur ausgezogenen) Stellung tritt eine Umschaltung der Stromrichtung in der einen der beiden Spulen, nämlich in der Spule III, ein, außerdem wird nach dem Ausführungsbeispiel in dieser Stellung die feste Spule II hinzugeschaltet, und zwar dadurch, daß das Segment c den Kontakt (links) mit dem Anschluß an die Spule III unterbricht und einen Kontakt h für den Anschluß an Spule II schließt. Spule III ist

in der gezeichneten Stellung als Übergangsstellung für die Änderung der Stromrichtung in den beiden Spulen I und II kurzgeschlossen. Durch geringes Weiterdrehen des Variometers über die gezeichnete 90°-Stellung hinaus (Zahnradgetriebe *g*) wird der Kontakt über d_1 geöffnet und das Schaltmesser *c* von dem linken Kontakt abgehoben und mit Kontakt *h* (rechts) verbunden, so daß sich folgender Stromlauf ergibt: *A*, d_2, III von innen nach außen, *f*, *e*, II, *h*, *c*, I von innen nach außen, *B*. Bei dieser Schaltung sind demnach alle Spulen hintereinander geschaltet, so daß die Selbstinduktion zwischen 90 und 180° Drehung wiederum vergrößert wird. Durch entsprechende Wahl der Größe der Einzelspulen wird erreicht, daß die maximale Selbstinduktion des Variometers (bei Drehen von 0 auf 90°) unter Verwendung der Spulen I und III gleich oder größer ist als die Anfangsselbstinduktion des aus den drei hintereinander geschalteten Spulen bestehenden Variometers, so daß innerhalb des Bereiches des Variometers von 0 bis 180° eine stetige und kontinuierliche Vergrößerung der Selbstinduktion und damit eine Vergrößerung des Variationsbereiches gegenüber gewöhnlichen Klappvariometern erreicht wird. Die Verwendung von drei gegeneinander verstellbaren Spulen nach dem dargestellten Ausführungsbeispiel kommt mit besonderem Vorteil beispielsweise als Kopplungsvorrichtung in Frage, indem Spule II als Schwingungskreisspule benutzt wird, während die beiden anderen Spulen als Detektorspulen eingeschaltet sind. Ferner kann die Anordnung derart getroffen werden, daß beispielsweise bei Röhrensendern, bei welchen verschiedene Kopplungen erforderlich sind, Spule I die Kopplung für den Gitterkreis und Spule III die Antennenkopplung darstellt, so daß die oft notwendige Abhängigkeit der Kopplungsänderung dieser beiden Größen zwangläufig und gesetzmäßig durch ein einheitlich zusammengebautes Variometer erfolgt.

Antennenanordnungen.

Eine Antenne mit flächenartiger Endkapazität betrifft das D. R. P. 338242 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Diese flächenartige Endkapazität besteht aus einem Drahtnetz von großer Fläche, wobei die Kapazität vergrößert wird durch Verstärkung des Flächengebildes quer zur Flächenausdehnung. Dabei kann die Endkapazität entweder aus mehreren gleichartigen Flächengebilden bestehen, die untereinander elektrisch verbunden sind, oder sie kann auch nur aus einem Flächengebilde bestehen, das an Teilen seiner Fläche, vorzugsweise an Teilen, die besonders hohen Spannungen aus-

gesetzt sind, quer zur Fläche verstärkt ist. Die Kapazitätsfläche kann dabei die Form eines Rotationskörpers mit verdickten Rändern erhalten, oder es kann auch die Kapazitätsfläche durch räumliche Gebilde, wie Reusen u. dgl. eingerahmt werden.

Das D. R. P. 335982 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin bezieht sich auf eine Antennenanordnung zur Verringerung der Erdverluste mit Verteilung der Schwingungsenergie auf verschiedene vertikale Zuleitungen. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß eine zusammenhängende, am vorteilhaftesten symmetrische Antennenanordnung von den üblichen durch die bekannten Beziehungen zwischen Leistung und Kapazität gegebenen Abmessungen in eine Anzahl zweckmäßig gleicher Kapazitätsfelder geteilt und derart geerdet ist, daß jedes Feld mit einer besonderen vertikalen Erdzuleitung verbunden ist, wobei die Zuleitungen derart an eine gemeinschaftliche Hochfrequenzquelle angeschlossen sind, daß sie phasengleich mit gleicher Energie versehen werden. Bei Schirmantennen wird die Anordnung so getroffen, daß die Schirmantenne in gleiche Sektoren mit je einer gesonderten vertikalen, durch die Hochfrequenz erregten Zuleitung zerlegt wird, während bei T-Antennen die Antenne in gleiche Teile symmetrisch zerlegt wird, wobei jedes Kapazitätsfeld durch eine gesonderte Zuleitung mit gleicher Hochfrequenzenergie versorgt wird.

Das D. R. P. 339243 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin bezieht sich auf eine Sendeantenne, bei welcher sowohl die Antenne, als auch das Gegengewicht bzw. Erde durch eine vielfache Anzahl von Zuleitungen mit dem Sender verbunden sind. Die Kennzeichen bestehen darin, daß die Paare der einander entsprechenden Zuleitungen zur Antenne und zum Gegengewicht symmetrisch und, soweit sie einander parallel laufen, bifilar verlegt sind. Fig. 4 zeigt ein Ausführungsbeispiel für den Fall, daß eine liegende Horizontalantenne 1 und eine Erdung 2 zur Anwendung kommt. Beide Anlagen besitzen die Symmetrielinie 3. Nach der Erfindung sind die Antenne 1 und die Erdung 2 durch eine vielfache Anzahl symmetrisch angeordneter Zuleitungen 4 mit dem zentralliegenden Sender 5 verbunden. Damit die Zuleitungen keine merkliche Feldstärke nach außen hin erzeugen und hierdurch zu Verlusten in der Erdung noch weitere Erdverluste hinzufügen, sind die Leitungen 4, soweit sie einander annähernd parallel laufen, d. h. bei 6, bifilar geführt.

Die Signal-Gesellschaft m. b. H. in Kiel hat sich durch D. R. P. 339043 eine Einrichtung zur Verbesserung des Wirkungsgrades von

Stationen für drahtlose Telegraphie schützen lassen. Wenn sich im Felde zwischen Antenne und Gegengewicht schlechte Leiter befinden, so sollen diese schlechten Leiter zum Schutze gegen das Auftreffen von Kraftlinien in ihrer ganzen Ausdehnung von guten Leitern, z. B. Kupferdrähten, in einem relativ großen, durch das Verhältnis der Strahlungsdämpfung zur schädlichen Dämpfung bestimmten Abstande

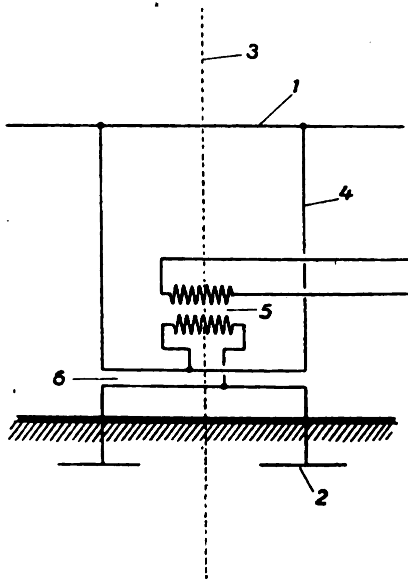


Fig. 4.

umgeben werden. Die Entfernung der guten Leiter untereinander soll dabei nicht wesentlich größer sein als das Doppelte der Entfernung der guten Leiter von den schlechten Leitern.

Die Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin hat ein D.R.P. 337851 erhalten auf eine Rahmenantenne mit schraubenförmig gewickelten Windungen, insbesondere für den Empfang elektrischer Wellen. Das Wesen besteht darin, daß zwei oder mehrere ineinanderliegende Rahmen angeordnet und die aufeinanderfolgenden Drahtwindungen abwechselnd auf die verschiedenen Rahmen aufgebracht sind.

Eine Antennenanordnung, insbesondere für Störungs- oder Schleiersender betrifft das D. R. P. 317554 der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Das Wesen besteht darin, daß den benachbarten Antennen

eine größtmögliche Schwingungdifferenz erteilt wird und daß die räumliche Anordnung bzw. der Aufbau der Antennen derart gewählt wird, daß die gegenseitige Induktion der Antennen aufeinander ein Minimum wird.

Gemäß dem D. R. P. 334655 der Marconis Wireless Telegraph Co. Ltd. in London werden in einem Luftleiter in Form einer geschlossenen Kondensatoren enthaltenden Schleife die zweckmäßig gleichwertigen Kondensatoren in solchen gegenseitigen Abständen rund herum über die

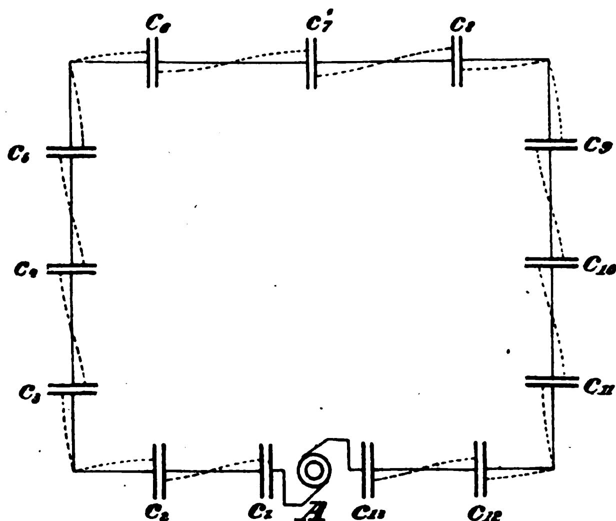


Fig. 5.

ganze Schleife verteilt (s. Fig. 5), daß durch jeden einzelnen Kondensator die Induktanz des ihn mit dem nächsten Kondensator verbindenden Leitungsteils genau kompensiert wird. Die lotrechten Schenkel sind dabei in an sich bekannter Weise in einem der halben Länge der aufzufangenden Wellen entsprechenden Abstande voneinander angeordnet.

Durch D. R. P. 339149 haben sich die Dr. Erich F. Huth G. m. b. H und Kurt von Wysiecki in Berlin ein Zuführungsgabel für zwei oder mehrere elektrische Apparate, insbesondere Rahmenantennen, schützen lassen, dessen Merkmale darin bestehen, daß zu einem unverdrillten Leitungspaar verdrillte Leitungspaare in solche Beziehung gebracht sind, daß die auf gegenseitiger Induktion beruhenden Einwirkungen in sämtlichen Leitungen einander aufheben.

Unterwasser-Stromlinientelegraphie.

Eine Elektrodenanordnung für Unterwasser-Stromlinientelegraphie betrifft das D. R. P. 334743 der Siemens & Halske Akt.-Ges. in Siemensstadt bei Berlin. Dabei werden die fadenförmigen, am Heck des Schiffes angeordneten und vom Schiff im Wasser nachgeschleppten Elektroden an den Geber oder Empfänger durch verschieden lange isolierte Zuführungen angeschlossen und die Elektrode der längeren Zuführung außerhalb des Bereiches der vom Geber- oder Empfängerträger (Schiff) erzeugten Induktionsströme vorgesehen. Die nebeneinanderliegenden Zuführungen sind dabei aneinander befestigt oder miteinander verdrallt, und die Elektrode der kürzeren Zuführung ist an der längeren Zuführung der anderen Elektrode durch Abstandsstücke geführt.

Hilfseinrichtungen.

Eine Haspel für einziehbare Antennen auf Flugzeugen betrifft das D. R. P. 317555 der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Die Anordnung besitzt einen vorzugsweise aus einem Propeller bestehenden motorischen Antrieb, der mittels einer lösbaren Kopplung mit der Trommel des Antennenleiters mechanisch verbunden werden kann, und besitzt eine von Hand bedienbare Steuervorrichtung, mittels deren die lösbare Kopplung in die Trieb- bzw. Leerstellung gerückt werden kann. Am Antennenleiter ist eine Vorrichtung (Mitnehmer) angebracht, die nach beendeter Aufwicklung selbsttätig die Auslösung der die Trommel und den Antrieb verbindenden Kopplung bewirkt. Außerdem ist noch eine auf die Trommel einwirkende Bremsvorrichtung vorgesehen. deren Anziehen durch den aufgewickelten Antennenleiter und deren Lösung durch eine gleichzeitig die Kopplung beherrschende Steuervorrichtung veranlaßt wird.

Eine Anordnung zum Prüfen von Sende- und Empfangseinrichtungen elektrischer Schwingungen betrifft das D. R. P. 335310 der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin. Sie besteht in einer schwingungserzeugenden Vorrichtung, z. B. einem Summer- oder Unterbrecherkreis, die beim Ein- bzw. Umschalten eines für die Inbetriebnahme der Einrichtung erforderlichen Schaltorganes kurzzeitig den Empfangs- oder Sendekreis erregt, während sich diese schwingungserzeugende Vorrichtung nach erfolgter Einschaltung selbsttätig wieder abschaltet.

Das D. R. P. 335824 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin und des H. Dornig in Berlin Friedenau betrifft ein Schnelltastrelais, wobei die Kennzeichen darin bestehen, daß die Spulen

der zu tastenden Relais durch hochperiodischen Wechselstrom gespeist werden, wobei die Spulen in abgestimmten Schwingungskreisen liegen. Als Wechselstromfrequenz kommt mit Rücksicht auf praktisch verwendbare Größen der im Schwingungskreis liegenden Kapazitäten und wegen der Eisenverluste eine Größenordnung von 500—5000 Perioden in Frage. Gegenüber dem Betriebe mit Gleichstrom hat diese Anordnung den Vorteil, daß größere Tastgeschwindigkeiten ermöglicht werden; beim Gleichstrombetrieb kann wegen der Selbstinduktion der Relaisspulen der Gleichstrom nur allmählich auf seinen Höchstwert ansteigen. Dieser Nachteil wird durch den Betrieb mit hochperiodischem Wechselstrom vermieden.

Das D. R. P. 339499 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin betrifft ein Verfahren zur Speisung von Verstärkerröhren, welche von einer Hochspannungsdynamo geladen werden. Hierbei zeigt sich der Übelstand, daß die Kollektorgeräusche störend auf die Empfangsapparate einwirken. Nach D. R. P. 339499 wird dies dadurch vermieden, daß die Hochspannungsdynamomaschine nicht direkt die Verstärkerröhren speist, sondern daß die Speisung unter Zuhilfenahme von Kondensatoren erfolgt, die abwechselnd von der Dynamomaschine aufgeladen und über die Verstärkerröhren entladen werden. Die Ladung und Entladung geschieht dabei in der Weise, daß niemals eine direkte Verbindung zwischen der Maschine und der Röhre zustande kommen kann, so daß die Kollektorgeräusche keinerlei Einwirkung auf die Empfangsapparate ausüben können. Die Ladung und Entladung der Kondensatoren erfolgt dabei mit Hilfe einer rotierenden Schaltwalze, und die Stromstöße, welche infolge der Spannungsunterschiede zwischen den Kondensatoren auftreten können, werden durch Drosselspulen ausgeglichen.

Eine Kopplungsbemessung bei ungedämpften Stationen für drahtlose Nachrichtenübermittlung hat sich die Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. in Berlin durch D. R. P. 339500 schützen lassen. Es wird dabei die gleiche Kopplung für Senden und Empfangen beibehalten und die Schalter für die Einstellung der Kopplung der Antenne mit dem Anodenkreis werden derart mechanisch mit dem Wellenbereichschalter der Antenne und des Gitterkreises verbunden, daß zwangläufig mit der Wellenbereichumschaltung die günstigste Kopplung für das Senden eingestellt wird und für den Empfang gewahrt bleibt.

Einen fugenlosen Kerntransformator zur Periodenumformung für Hochfrequenzresonanzkreise betrifft das D. R. P. 336022 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin. Das Wesen besteht

darin, daß der mittlere Kraftlinienweg im Eisen mehrfach kleiner als die mittlere Windungslänge gewählt und dem Kern die Gestalt eines Hohlzylinders von kleinem Durchmesser und verhältnismäßig großer Länge gegeben wird; hierdurch sollen hohe Resonanzspannungen vermieden und eine flache Resonanzkurve, sowie große Kühlfläche erzielt werden.

Schwingungserzeugung und Senderschaltungen.

Das D. R. P. 339411 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. in Berlin betrifft eine Senderschaltung für Hochfrequenzschwingungen und stellt ein Zusatzpatent zu D. R. P. 304361 (vgl.

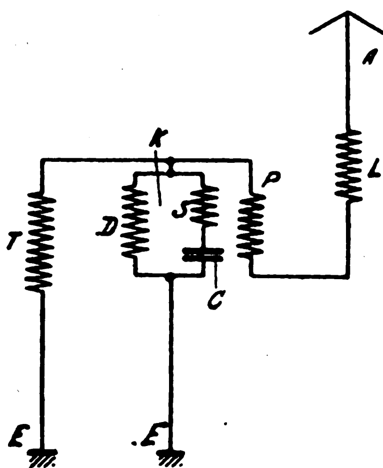


Fig. 6.

Jb. 15, 81) dar. Das Wesen dieser Senderschaltung besteht darin, daß ein Teil der Antennenselbstinduktion mit der Selbstinduktion der Schutzkreise derart gekoppelt ist, daß die in der Antenne noch vorhandenen Oberwellen durch im Ableitesystem fließende Oberwellenströme kompensiert werden. Fig. 6 zeigt diese Schaltung. Das Ableitesystem besteht aus dem Schutzkreis K, der durch die Kapazität C und die Selbstinduktion D so abgestimmt ist, daß er für die Oberwelle einen geringen und für die Grundwelle einen großen Widerstand darbietet. T ist der Transformator, der bei E geerdet ist, und A die Antenne, in der eine Selbstinduktion L liegt. Ein Teil der Antennenselbstinduktion (Spule P) ist mit der Selbstinduktion S des Ableite-

systems gekoppelt, wodurch dann die Oberwellen in der Antenne kompensiert werden.

Das D. R. P. 298543 von der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und von Bruno Rosenbaum in Berlin betrifft ein Verfahren zur Erregung elektrischer Schwingungskreise, das darin besteht, daß zwecks unabhängiger Änderung der ausgestrahlten Wellenlänge der zu erregende Kreis von einem gekoppelten Kreise mit einer unveränderlichen Periodenzahl aufgeladen wird und nach erfolgter Aufladung ein Element in oder außer Wirksamkeit tritt, wodurch die Eigenperiode des erregten Kreises geändert wird.

Ein Zusatzpatent zu diesem D. R. P. 298543 ist das D. R. P. 299107 derselben Patentinhaber. Das Wesen besteht darin, daß die Periodenzahl des erregenden Kreises stufenweise veränderlich ist, wobei jede Stufe über größere Wellengebiete der ausgestrahlten Wellenlänge unverändert beibehalten wird.

Das D. R. P. 317772 von Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dr. Siegmund Loewe in Berlin betrifft ein Verfahren zur Abstimmung von Sendeschaltungen für drahtlose Telegraphie mit galvanischer Kopplung; das Wesen besteht darin, daß zur Erzielung einer möglichst weitgehenden Richtigkeit der ausgesandten Wellenlänge zunächst die Antenne zusammen mit einer für die günstigste Kopplung bemessenenen Selbstinduktion auf die gewünschte Wellenlänge abgestimmt wird und dann bei unverändert belassener Antenne alle weiteren zur Anpassung des Primärkreises erforderlichen Maßnahmen ausschließlich in diesem Kreise vorgenommen werden; vor der Abstimmung der Antenne wird in diese ein nach dem Verhältnis der Kapazitäten der beiden Kreise berechneter Selbstinduktionsbetrag zur Kopplung eingeschaltet, der nach Abstimmung der Antenne vollständig unverändert belassen wird.

Das D. R. P. 316078 derselben Patentinhaber betrifft einen Tonsender für Funkentelegraphie, bei dem die von einer normalen tönenden Station erzeugten Schwingungen durch einen Unterbrecher mit veränderlicher Unterbrechungszahl beeinflußt werden, wobei zur Veränderung des Toncharakters das Verhältnis der Funkenübergangszeit zur Unterbrechungszeit verändert wird.

Die Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. und Dipl.-Ing. Bruno Rosenbaum in Berlin haben sich durch D. R. P. 332483 eine Anordnung zum Betriebe von Stationen für drahtlose Telegraphie, bei welcher mehrere gleichzeitig oder unter Phasenverschiebung auf denselben oder verschiedene Sender ableitende Kraftquellen vorgesehen sind, schützen lassen. Das Wesen der Anordnung besteht darin, daß ein von der

Achse der als Kraftquellen dienenden Maschinen zwangsläufig angetriebener oder auf dieser Achse selbst angebrachter Umschalter vorgesehen ist, der die Wellen der Senderanlage umschaltet und bei Phasenverschiebung der Generatoren eine Mehrfachtelegraphie gestattet, und der nach Umschaltung der Anlage auf Empfang als Umschaltvorrichtung für den Empfang dient und alsdann die gleichzeitige Aufnahme verschiedener Telegramme ermöglicht.

Das D. R. P. 340190 der C. Lorenz Akt.-Ges. und des Dr. Gerth in Berlin-Tempelhof betrifft eine Anordnung zur Tourenregelung von Wechselstrommaschinen, insbesondere Hochfrequenzmaschinen. Hierbei werden in an sich bekannter Weise zwei senkrecht zueinander angeordnete Spulen, die je in einem Schwingungskreise liegen, verwendet, deren Felder auf einen Kurzschlußring einwirken. Die beiden Schwingungskreise, denen die beiden Spulen angehören, sind auf etwas voneinander abweichende Frequenz abgestimmt, zwischen denen die Grundfrequenz oder ein Vielfaches derselben der Wechselstrommaschine liegt. Der Kurzschlußring führt eine Drehung von 90° aus, wenn bei einer Tourenänderung erst der eine und dann der andere der beiden Schwingungskreise mit der Maschinenfrequenz in Resonanz kommt. Bei dieser Drehung können Kontakte betätigt werden, die mit Regelungsmitteln für die Antriebsmaschine in Verbindung stehen.

Literaturverzeichnis.

Adam, M., Rad. Él. 1, S. 48, 1920. The Construction of Frame Aerials for Receiving.

— ebenda S. 305, 355. The Reception of Undamped Waves. — The Tikker and the Heterodyne Method.

— ebenda S. 553, 599, 1921. Alternating Current Rectifiers.

Alexanderson, E. F. W., Gen. El. Rev. 23, S. 794, 1920. Ref. Elettrotecnica 7, S. 458, 1920. Techn. Rev. 7, S. 322, 1920. Bull. Soc. Fr. Él. 10, S. 400, 1920. Sc. Abstr. 24B, S. 157, 1921. Génie Civil 78, S. 491, 1921. Transoceanic Radio Communication.

— Wireless Age 8, S. 17, Nov. 1920. Ref. Sc. Abstr. 23B, S. 581, 1920. Duplex System for Wireless Telegraphy.

— ebenda S. 20. A Selective Receiving System.

Appleton, E. V. and **Balth. van der Pol, jun.,** Phil. Mag. 42, 248, S. 201, 1921. On the Form of Free Triode Vibrations.

Armstrong, E. H., T. S. F. Mod. 1, S. 133, 169, 215, 250, 291, 1920. Recent Progress in Reception with the Audion.

Austin, L. W., Journ. Wash. Acad. Sc. **11**, S. 101, 1921. Ref. Sc. Abstr. 24 B, S. 269, 1921. Rad. Rev. 2, 7, S. 386, 1921. The Wave-front Angle in Radiotelegraphy.

— Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 617, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 7, S. 387, 1921. Determination of the Direction of Atmospheric Disturbances or Static in Radiotelegraphy.

Bairsto, G. E., Proc. Roy. Soc. London A **96**, 679, S. 363, 1920. On the Variation with Frequency of the Conductivity and Dielectric Constant of Dielectrics for High-Frequency Oscillations.

Barthelemy, R., T. S. F. Mod. 1, S. 97, 144, 1920. The Calculation of the Intervalve Transformers of Low-frequency Amplifiers.

Batcher, Ralph R., Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 4, S. 300, 1921. Rapid Determination of Distributed Capacity of Coils.

de Bellescize, H., Rad. Él. 2, 1, S. 25, 1921. La résonance et la sécurité des communications radiotélégraphiques.

Bennett, E., Journ. Amer. Inst. El. Eng. **39**, S. 995, 1052, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 B, S. 100, 1921. Techn. Rev. **9**, S. 48, 1921. Rad. Rev. 2, 7, S. 383, 1921. Abstractive and Selective Properties of Radio Antennae Circuits.

Berg, E. J., Wireless Age 8, S. 22, Nov. 1920. A New Coil Antenna.

Brakes, W. E., ebenda S. 17, März 1921. A Coil Aerial buried in the Ground.

Brilli, Franz, E. u. M. **39**, 32, S. 391, 1921. Die Vieldeutigkeit des Selbstinduktionskoeffizienten.

Brun, J., Rad. Él. **1**, S. 241, 1920. Génie Civil 78, S. 162, 1921. Ref. Rev. Gén. de l'Él. **9**, S. 116 D, 158 D, 1921. Wireless Telegraphy and the Electrical State of the Atmosphere.

— ebenda 2, 1, S. 6, 1921. Les récepteurs téléphoniques en radiotélégraphie.

Bültemann, A., Helios 27, 34, S. 401. 1921. Über elektrische Isolierstoffe, insbesondere Bakelitmaterial.

Carson, John R., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 3, S. 243, 1921. The Equivalent Circuit of the Vacuum Tube Modulator.

Catterson-Smith, J. K., Electrician 85, S. 414, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 B, S. 547, 1920. Techn. Rev. 8, S. 262, 1921. Rad. Rev. 2, 7, S. 378, 1921. The Design of Intervalve Transformers.

Chapman, S. and **E. A. Milne,** Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society **46**, S. 357, 1920. Ref. Nature **105**, S. 690, 1920. Rad. Rev. 2, 7, S. 386, 1921. The Composition, Ionisation and Viscosity of the Atmosphere et Great Heights.

Cohen, Louis, Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 2, S. 150, 1921. Frequencies and Damping Factors of Coupled Circuits.

— and **J. O. Mauborgne,** Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 423, 1921. A New Method for the Reception of Radio Signals, eliminating Static and Interference.

Cordes, H. G., Rad. Rev. 2, 7, S. 358, 1921. Current Suppression by Means of Parallel Resonance.

Crossley, A., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 4, S. 273, 1921. Piloting Vessels by Electrically Energized Cables.

Curtis, Austen M., ebenda 2, S. 225. A System for Measuring the Amount of Static.

Curtis, Harvey L., Bull. Bur. Stand. **16**, S. 93, 1920. Ref. Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 655, 1920. Nature **106**, S. 641, 1921. Bull. Soc. Belge Él. **35**, S. 24, 1921. Sc. Abstr. 24 A, S. 138, 1921. An Integration Method of Deriving the Alternating Current Resistance and Inductance of Conductors.
Discovery 2, S. 49, 1921. Automatic Printing Wireless Messages.
Doner, R. D., Science and Invention 8, S. 1099, 1130, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 7, S. 378, 1921. The Hall Jet Relay for Recording Radio Signals.
Duroquier, F., Nature, La, **49**, 1, Suppl. S. 3, 11, 1921. Radio Direction Finding; the Construction and Utilisation of a Frame Aerial.
Eccles, W. H., Electrician 86, S. 72, 1921. Ref. Sc. Abstr. 23 B, S. 99, 1921. Rad. Él. 1, S. 587, 1921. Rev. Gén. de l'Él. 9, S. 184 D, 1921. Rad. Rev. 2, 7, S. 383, 1921. The Capacitance of Flat Top Antennae.
Eckhardt, E. A., J. C. Karcher and **M. Keiser**, Phys. Res. (2) **17**, 4, S. 535, 1921. Electron Tube Drive for Tuning Forks.
El. Rev. 88, S. 554, 1921. Electrical Disturbances due to a Meteor.
— ebenda S. 586. Ref. Rad. Rev. 2, 7, S. 387, 1921. Elwell-Poulsen Arcs on Board Ship.
Frayne, J. G., Phys. Rev. **17**, S. 415, 1921. A High-frequency Resistance Standard.
Gherardi, B. and **F. B. Jewett**, Ann. d. Postes, Télégr. et Téléph. **9**, S. 68, 1920. Bull. Astron. **2**, S. 221, 1920. Relais téléphoniques.
Goldsmith, Alfred N. and **Edward T. Dickey**, Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 3, S. 206, 1921. Radio Taste Reception.
Goodwin, V. E., Gen. El. Rev. **23**, S. 429, 1920. Alternating Current Lightning Arresters.
Harrold, J. H. C., Radiograph **3**, S. 6, 25, 41, 1921. Thermionic Valves and their Application to Wireless Telegraphy.
Hartley, R. V. L., Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 3, S. 250, 1921. Vacuum Tube Amplifiers in Parallel.
Heaps, C. W., Phys. Rev. **16**, S. 238, 1920. Ref. Ann. d. Postes. Télégr. et Téléph. **9**, S. 547, 1920. Rev. Gén. des Sc., Dez. 1920. Engineering **110**, S. 554, 1920. Amplification of Electric Currents in the Bunsen Flame.
Heising, R. A., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 4, S. 305, 1921. Modulation in Radio Telephony.
Hinks, H. J., Radiograph **3**, S. 38, 1921. The Construction of a Loud Speaker.
Hodgson, B. and **L. S. Palmer**, Rad. Rev. 2, 7, S. 340, 1921. On a Kink in the Characteristic of a Soft Three-electrode Valve.
Honan, J. J., Wireless World 8, S. 653, 1920. Ref. Rad. Él. **1**, S. 113 D, 1921. Aeroplane Aerials.
Howe, G. W. O., Rad. Rev. 2, 7, S. 337, 1921. Double-grid Valves.
Hull, Lewis M., Proc. Inst. Rad. Eng. 9, 2, S. 130, 1921. The Cathode-Ray Oscillograph and its Application in Radio Work.
Jacquot, L., T. S. F. Mod. 1, S. 103, 1920. The Practical Construction of a Low-frequency Transformer Coupled Amplifier.
Johannes, G., Rev. Gén. de l'Él. 7, S. 783, 1920. Ref. Techn. Rev. 7, S. 220, 1920. The Kenotron Rectifier.

Jones, E. T., Exp. Sc. **1**, S. 51, 1920. Jones' System for Underground Reception.

Kollatz, C. W., Ztschr. f. Feinmech. **28**, 15, S. 111, 1920. Eine neue Kapazitätsmeßbrücke.

Kruse, J., Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 113, 1921. Ref. El. Rev. 88, S. 654, 1921. Rad. Rev. 2, 7, S. 386, 1921. The Bureau of Standards — A. R. R. L. Tests of Short Wave Radio Signal Fading.

Latour, M., Bull. Soc. Fr. Él. **10**, S. 363, 1920. Rad. Él. **1**, S. 335, 1920. The Heterodyne Method of Wireless Reception: Its Advantages and its Future.

— Wireless Age **8**, S. 21, Dez. 1920. Ref. Sc. Abstr. **24 B**, S. 157, 1921. Rad. Rev. **2**, 7, S. 378, 1921. A New Generator for the Heterodyne.

Lertes, Peter, Ztschr. f. Phys. **4**, 3, S. 315, 1921. Untersuchungen über Rotationen von dielektrischen Flüssigkeiten im elektrostatischen Drehfeld.

Lilienfeld, J. E., Verh. Sächs. Akad. Wiss. Leipzig **72**, II, S. 31, 1920. Zur Elektrizitätsleitung im extremen Vakuum. (Eine neue Art des Elektronenübertritts ins Hochvakuum.)

Lindman, Karl F., Öfvers. Finsk. Vetensk. — Soc. Förh. **58**, 3, 1915/16. Om den elektriska kraftens fortplantningshastighet i luft och längs metalltrådar.

Macdonald, H. M., Proc. Roy. Soc. **98 A**, S. 216, 1920; S. 409, 1921. The Transmission of Electric Waves around the Earth's Surface.

Merritt, Ernest, Phys. Rev. (2) **17**, 4, S. 525, 1921. Photoelectric Phenomena in Coated Filament Audion Bulbs.

Minnis, C. M., Wireless Age **8**, S. 26, Febr. 1921. The Design and Construction of Audio Frequency Transformers.

Moorhead, O. B. and **F. C. Lange**, Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 2, S. 95, 1921. The Specifications and Characteristics of Moorhead Vacuum Valves.

Müller, Otto, Helios **27**, 26, S. 311, 1921. Der Hochfrequenzwiderstand des menschlichen Körpers.

Nesper, Eugen, Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 3, S. 183, 1921. Recent Progress in Radio Communication in Germany and Austria.

Nübel, Josef, Helios (Exportzeitschrift) **27**, 29, S. 2631; 30, S. 2707; 31, S. 2788, 1921. Gegenüberstellung der drei für die Erstellung von Betriebstelephonanlagen für Elektrizitätswerke in Frage kommenden Systeme (Leitungstelephonie, drahtlose Telephonie und Hochfrequenztelephonie) nach praktischen Gesichtspunkten.

Pedersen, P. O., Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, 3, S. 228; 4, S. 378, 1921. On the Poulsen Arc in Coupled Circuits.

Pidduck, F. B., Phil. Mag. (6) **42**, 248, S. 220, 1921. Ref. Nature **107**, 2698, S. 623, 1921. A Method of Measuring the Self-inductance of Small Loops.

Pletts, J. St. V., Proc. Phys. Soc. London **33**, S. 57, 1921. Ref. Techn. Rev. **9**, S. 112, 1921. Some Slide Rule Improvements.

Powers, W. F. and **J. C. Hubbard**, Phys. Rev. (2) **15**, **6**, S. 535, 1920. On the Use of Continuous Waves for the Measurement of Dielectric Constants of Liquids.

Press, A., Electrician **86**, S. 349, 1921. Extension of Heaviside Principle to Operator Functions.

Rad. Él. 1, S. 58, 1920. The Reception of the Lyons Station at Buenos Aires.
— ebenda 2, 1, S. 14, 1921. Le Centre Radioélectrique de Paris.
— ebenda S. 37. La Législation coloniale en France.
— ebenda S. 40. Projet d'extension des communications radiotélégraphiques coloniales.
— ebenda S. 41. La Législation en France.
Rad. Rev. 2, 7, S. 354, 1921. A New Dutch Marine Type Receiver.
— ebenda S. 370. German Developments in C. W. Stations.
Roger, E., T. S. F. Mod. 1, S. 195, 1920. The Tikker for the Reception of Undamped Waves.
Saegusa, Hikoo, Sc. Rep. Tôhoku Univ. 9, 6, S. 423, 1920. An Investigation of the Sparking Discharge through the Surface of Dielectrics.
Schaller, W., Techn. Rev. 9, S. 76, 1921. The Properties of Mica.
Schwaiger, A., Helios 27, 26, S. 305, 1921. Über elektrische Isoliermaterialien.
Sc. Amer. 124, S. 18, 1921. A New Style of Amplifying Telephone of Simple Construction.
— ebenda S. 29. The Superlative in Loop Antennae.
— ebenda S. 303. Wooden Masts for Radio.
Serini, Rocco, Lincei Rend. (5) 29, 1/2, S. 34; 7/8, S. 257, 1920. Teoria del condensatore elettrico a piatti circolari.
Shaughnessy, E. H., Electrician 87, 4, S. 101, 1921. Continuous Wave Wireless Telegraphy.
van Slyck, L. W., Wireless Age 8, S. 22, Jan. 1921. An Electrolytic Amplifier.
Solff, K., Ber. u. Abh. d. Wiss. Ges. f. Luftfahrt (Beihefte z. Ztschr. f. Flugtechnik) 4, S. 66, 1921. Die neuesten Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie und Telephonie mit besonderer Berücksichtigung von Überseeverbindungen.
Trautwein, F., Telegr. u. Fernspr. Techn. 10, 7, S. 81, 1921. Die Elektronenröhre in der elektrischen Meßtechnik. (Schluß.)
Trench, R. C., Journ. Inst. El. Eng. 59, S. 157, 1921. Range of Wireless Stations.
Weagant, R. A., Wireless Age 8, S. 18, Dez. 1920. Static Preventer buried in the Earth.
Winters, S. R., Rad. News 2, S. 682, 1921. Tests of Insulating Materials for Radio Use in the Bureau of Standards.
World Wide Wireless 2, S. 5, 1921. Long-distance Work.
Worthing, A. G., Phys. Rev. 17, 2, S. 237, 1921. Pulsating Thermionic Discharges in Evacuated Tungsten Lamps.
Zacher, F., Ztschr. f. techn. Phys. 2, 9, S. 250, 1921. Über eine Anordnung zur Darstellung des zeitlichen Verlaufes von Hochspannungsentladungsströmen im Polarkoordinatensystem mit Hilfe einer Glimmlichtoszillographenröhre.

Jahrbuch
Zeitschrift für
drahtlose Telegraphie und Telephonie
sowie für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

Band 18. Dezember 1921. Heft 6.

Inhalt.

Manuskripte für das Jahrbuch sind an den Verlag, *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39*, zu senden. Zur Erleichterung der Berichterstattung wird um Zusendung einschlägiger Sonderabdrücke und Mitteilung wichtiger Arbeiten für das Literaturverzeichnis gebeten.

Abonnements und Inserate sind an die Verlagsbuchhandlung von *M. Krayn, Berlin W. 10, Genthinerstraße 39* zu richten.

Die Vakuumröhre und ihre technischen Anwendungen. III.[1])

Von **H. Barkhausen.**

II. Verstärkung schwacher Wechselströme.

C. Der Einfluß des Gitterstromes.

Inhalt:

1. Ursache und Größe des Gitterstromes.

a) Gutes Vakuum. Die bei der bisher entwickelten Theorie gemachte Annahme, daß der Gitterstrom vollständig Null und daher ganz zu vernachlässigen sei, trifft praktisch nur bei Röhren mit sehr gutem Vakuum und bei hinreichend starker negativer Gitterspannung zu. Selbst wenn die Gitterströme so klein bleiben, daß sie nur mit sehr feinen Instrumenten meßbar sind, können sie doch noch einen sehr erheblichen Einfluß haben. Das ist vielfach nicht genügend beachtet worden und soll daher im Folgenden etwas ausführlicher auseinandergesetzt werden.

Bei sehr gutem Vakuum wird der Gitterstrom nur durch die aus dem Glühfaden heraustretenden und das Gitter treffenden Elektronen gebildet. Nach dem 3. Grundgesetz (vgl. Teil I, S. 28) nimmt für diese die Möglichkeit, das Gitter zu treffen, mit wachsender negativer

1) Fortsetzung der im Sommer 1918 druckfertig hergestellten Dienstschrift, von der Teil I im Jahrbuch Bd. 14, Heft 1, S. 27—47, Teil II in Bd. 16, Heft 2, S. 82–114 abgedruckt wurde.

Anm. bei der Korrektur: Die Bezeichnungen zu der ähnlichen Arbeit des Herrn K. Mühlbrett habe ich in einem Briefe an die Schriftleitung Jahrb. Bd. 18, S. 62, geklärt.

Spannung exponentiell ab, derart, daß für je 0,2 Volt der mögliche Strom auf $1/\varepsilon = 1/2{,}7$ herabsinkt. Natürlich werden nicht alle Elektronen, die gemäß ihrer Austrittsgeschwindigkeit die Möglichkeit haben, das Gitter zu treffen, dies auch wirklich tun, sondern ein großer Teil wird durch die Raumladungen zur Kathode zurück, ein anderer zur Anode herüber fliegen; letzteres um so mehr, je stärker positiv die Anode ist.

Fig. 1a und b zeigen den gemessenen Verlauf des Gitterstromes in Abhängigkeit von der Gitterspannung, und zwar Fig. 1a im nor-

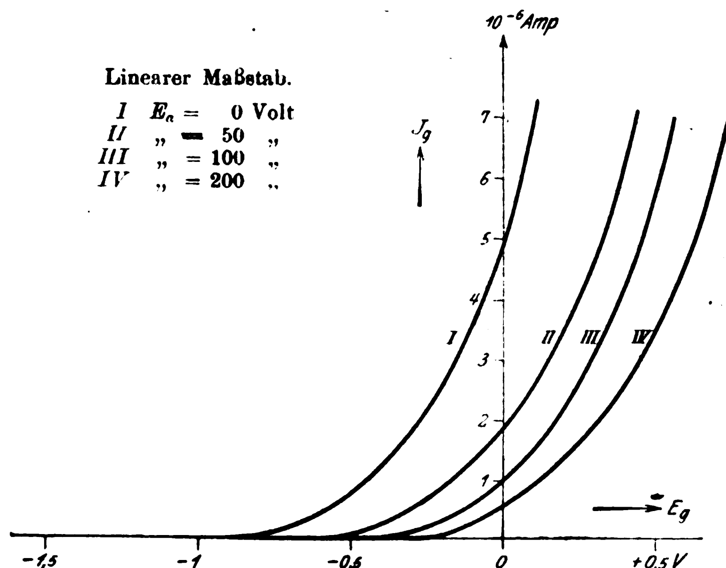


Fig. 1a.

malen, Fig. 1b im logarithmischen Maßstab. Bei letzterem würde eine genau exponentielle Abnahme eine gerade Linie ergeben. Eine solche *A*, Fig. 1b, mit dem theoretischen Exponenten 1 : 2,7 auf 0,2 Volt ist strichpunktiert eingezeichnet. Man erkennt, daß in der Tat für kleine Stromstärken die gemessenen Kurven mit der theoretisch sich ergebenden Steilheit ansteigen, dann aber etwas langsamer anwachsen, so daß bei 0 Volt nur etwa eine Zunahme von 1 : 2 auf 0,2 Volt vorhanden ist, wie sie der Neigung der zweiten strichpunktierten Geraden *B* in Fig. 1b entspricht. Im übrigen findet man den Gitterstrom um so größer, je kleiner

die Anodenspannung E_a (vgl. Fig. 1) und je größer der Heizstrom ist, je dicker ferner die Gitterdrähte sind. Bei den normalen Verstärkerröhren mit zylindrischer Anordnung und 90 Volt Anodenspannung ist er bei 0 Volt Gitterspannung etwa 10^{-6} A groß, bei -1 Volt etwa 100 mal kleiner.

Man findet manchmal zwischen Röhrentypen mit fast gleichen Abmessungen Unterschiede im Gitterstrom um das 10 und noch mehrfache. Man kann dies auch so ausdrücken, daß der Elektronenstrom

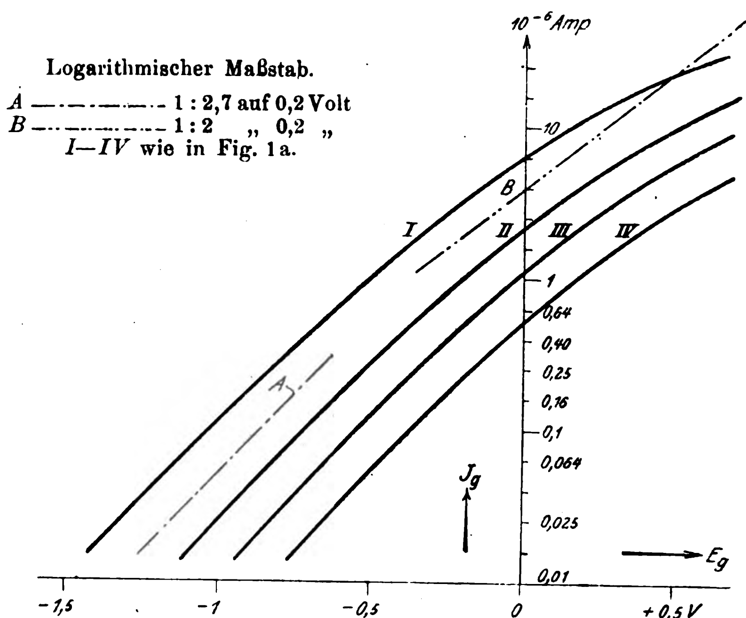


Fig. 1b.

schon bei stärker negativen Spannungen einsetzt. 10facher Strom entspricht etwa einer Verschiebung um 0,5 Volt. Es scheint, als ob hier noch chemische Kontaktpotentiale eine Rolle mitspielten.

b) Schlechtes Vakuum. Kurven, wie sie in Fig. 1 wiedergegeben sind, erhält man aber nur bei Röhren mit sehr gutem Vakuum. Was man bei schlechtem Vakuum erhält, zeigt in verändertem Maßstabe die ausgezogene Kurve in Fig. 2. Der positive Gitterstrom nimmt bei abnehmender Spannung am Gitter anfangs rasch auf Null ab, wird dann negativ, fließt also in entgegen-

gesetzter Richtung und wird schließlich bei stark negativer Gitterspannung wieder Null und bleibt dann Null. Negativer Gitterstrom bedeutet aber, daß positive Elektrizität aus der Röhre herausfließt. Er kann nur dadurch zustande kommen, daß in der Röhre positive Ladungen auf das Gitter auftreffen, die also nicht von Elektronen herrühren können.

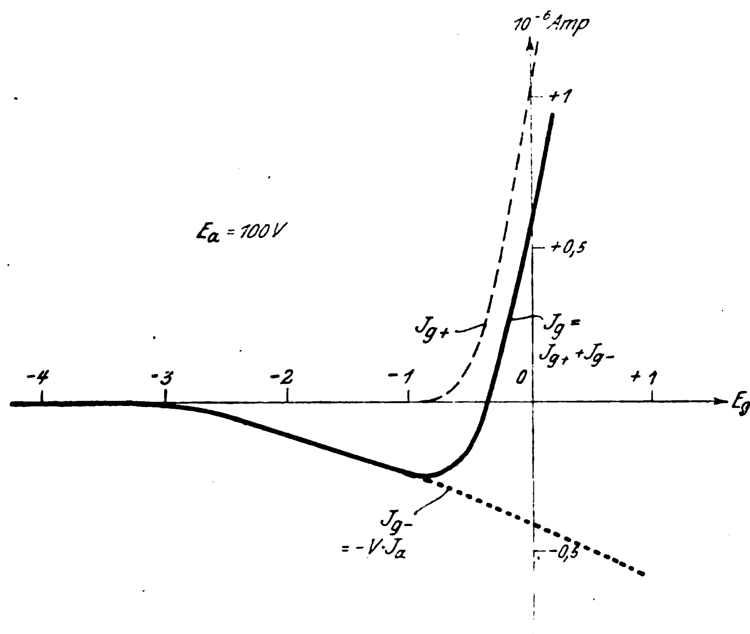


Fig. 2.

Solche positiv geladenen Teilchen, Ionen, entstehen durch Stoßionisation, wenn Gasreste in der Röhre vorhanden sind. Diese Stoßionisation wird durch die Elektronen erzeugt, die aus dem Glühfaden austreten und hinter dem Gitter durch das starke Feld der Anode beschleunigt werden. Es ist daher zu erwarten, daß um so mehr positive Ionen gebildet werden, je größer der zur Anode gehende Elektronenstrom J_a, je höher ferner die die Elektronen beschleunigende Anodenspannung E_a, je länger der Ionisierungsweg, d. h. bei zylindrischer Anordnung der Abstand Gitter—Anode, und je größer der Gasgehalt, je schlechter also das Vakuum ist. Dies alles wurde durch Messungen bestens bestätigt.

Bei schlechtem Vakuum setzt sich der Gitterstrom J_g daher aus

zwei verschiedenen, voneinander ganz unabhängigen Teilen zusammen, dem positiv bezeichneten, normalen, von den Elektronen herrührenden Strom J_{g+}, der, wie beschrieben, etwa bei $E_g = -1$ Volt einsetzt und dann exponentiell schnell zunimmt, und dem negativen, von den Ionen herrührenden Strom J_{g-}, dessen Größe vom Gasgehalt und von

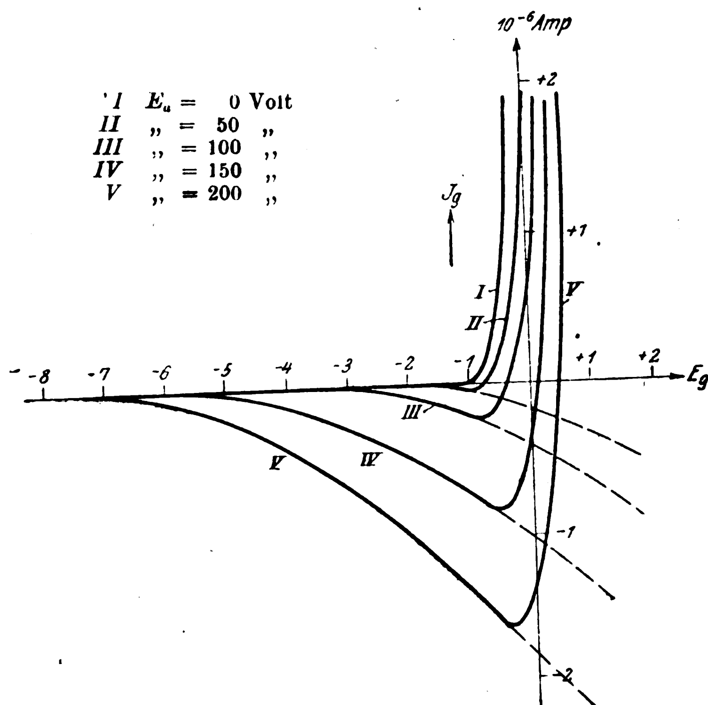


Fig. 3.

der Anodenspannung abhängt, und dessen Verlauf, wenn diese konstant gehalten werden, ganz genau dem Anodenstrom J_a proportional ist:

$$J_{g-} = -V \cdot J_a$$ [1]

Die Konstante $V = -J_{g-}/J_a$ sei der Ionisierungsfaktor genannt. Je nach der Verschiebung der Anodenstromcharakteristik $J_a = f(E_g + DE_a)$

1) Dies wurde durch sehr sorgfältige Messungen von Herrn K. Kurz unter den verschiedensten Versuchsbedingungen auf das Genaueste bestätigt. Bei den kleinen Strömen und hohen Spannungen muß man auf gute Isolation besonders sorgfältig achten.

(vgl. Teil I, Seite 30) setzt daher J_{g-} mit J_a bei etwa $E_g = -D E_a$ ein und steigt dann mit E_g entsprechend der wachsenden Steilheit S weiter an. Sobald freilich der Elektronenstrom J_{g+} einsetzt, steigt dieser bald so viel schneller an, daß dagegen J_{g-} ganz zu vernachlässigen ist. Man kann so den eigentlichen, in Fig. 2 gezeichneten Verlauf von J_g durch den der beiden Teilströme J_{g+} und J_{g-} rechnerisch genau bestimmen. Das ist besonders wichtig, weil genaue Messungen wegen der Kleinheit der Ströme nicht ganz einfach sind.

Fig. 3 gibt die Meßwerte einer Röhre für verschiedene Anodenspannungen E_a wieder. Während bei kleinem E_a bis zu etwa 50 Volt [1]) der Gitterstrom überhaupt nicht negativ wird, weil der Elektronenstrom J_{g+} schon früher als J_{g-} beginnt und diesen überwiegt, verschiebt sich bei größerem E_a bekanntlich die Charakteristik $J_a = f(E_g)$ und somit auch J_{g-} nach links. Der Ionenstrom J_{g-} kommt daher mit wachsendem E_a immer mehr zur Geltung, da ja der Elektronenstrom J_{g+} erst bei etwa $E_g = -1$ Volt und bei höherem E_a sogar noch später beginnt. Dazu kommt, daß auch der Ionisierungsfaktor V, wie Messungen ergeben haben, etwa proportional mit E_a ansteigt, da eine höhere Spannung stärker ionisierende Wirkung besitzt. — Daß V und somit J_{g-} proportional dem Gasinhalt wächst, ist von H. G. Möller experimentell bestätigt worden. Für eine bestimmte Röhrentype kann man das bei gleichen Betriebsverhältnissen gemessene Verhältnis $V = -\frac{J_{g-}}{J_a}$ geradezu als Maß für die Schlechtigkeit des Vakuums betrachten. Schlechtes Vakuum, das etwa 10^{-4} mm Quecksilberdruck entspricht, ergibt bei normalen Verstärkerröhren mit 100 Volt Anodenspannung etwa $V = 10^{-3}$, d. h. J_{g-} ist 1000 mal so klein wie J_a, also einige 10^{-7} Ampere groß.

2. Die Wirkungen des Gitterstromes.

a) Gutes Vakuum. Für den dem Gleichstrom J überlagerten Wechselstrom i kommt es nur darauf an, wie weit eine Änderung der Gitterspannung $d e_g$ eine Änderung des Gitterstromes $d i_g$ hervorruft. Sind die Änderungen so klein, daß die Gitterstromkurve in dem Bereich als geradlinig betrachtet werden kann, so wirkt die Röhre für den Wechselstrom einfach so, als ob statt ihrer ein Widerstand

$$R_g = \frac{d e_g}{d i_g}$$

1) Dieser Wert ist vom Durchgriff abhängig. Bei großem Durchgriff beginnt J_a und somit J_{g-} schon bei stärker negativem E_g.

eingeschaltet wäre. Der „innere Gitterwiderstand" R_g ist im wesentlichen gleich der Steilheit der Gitterstromkurve (die Abweichungen werden im Abschnitt c) behandelt), nimmt also exponentiell ab, wenn der Strom exponentiell zunimmt. Rechnet man, daß der Strom sich bei Änderung um 0,2 Volt immer wie 1 : 2,7 ändert, so erhält man

$$\frac{d\,i_g}{d\,e_g} = \frac{1}{0{,}2} \cdot J_g \quad \text{oder} \quad R_g = \frac{1}{5\,J_g} \cdot (J_g \text{ in Ampere für } R_g \text{ in Ohm})$$

Wie in Teil II, Seite 93 und 100 auseinandergesetzt, ist die erreichbare Verstärkung davon abhängig, wie hoch man den wirksamen Gitterwiderstand $\mathfrak{R}_g$, der den Röhrenwiderstand R_g und die dazu parallel liegenden Schaltelemente (Eingangstransformator) umfaßt, treiben kann. Im allgemeinen soll R_g möglichst groß, größer als etwa 10 Megohm sein. Das bedeutet aber nach obiger Formel, daß J_g kleiner als $^1/_{50}$ Mikroampere bleiben muß. Das ist eine Größe, die nur mit empfindlichen Spiegelgalvanometern gemessen werden kann! Da, wie oben gesagt, der Gitterstrom bei einer Änderung von 1 Volt etwa den 100fachen Betrag annimmt, kann man auch, wenn eine grobe Schätzung genügt, sagen, daß die Gittervorspannung um mindestens 1 Volt negativer sein muß, als dort, wo der Gitterstrom 2 Mikroampere groß ist. Für normale Röhren mit 90 Volt Anodenspannung ist das letztere bei etwa + 0,2 Volt der Fall, so daß E_g mindestens — 0,8 Volt groß sein muß. Röhren mit stärkerem Gitterstrom, also solche mit dicken Gitterdrähten und besonders solche, welche mit ganz geringen Anodenspannungen arbeiten, erfordern eine stärker negative Vorspannung.

Ist die Wechselspannung nicht sehr klein, so muß E_g entsprechend stärker negativ werden, damit der Strom auch nicht zeitweise über $^1/_{50}$ Mikroampere ansteigt.[1]) Eine zu große negative Spannung schadet natürlich dem Gitterstrom nichts, kann nur schließlich den Arbeitspunkt des Anodenstromes so sehr verschieben, daß höhere Anodenspannungen erforderlich werden. Freilich brauchen manche Verstärker mit inneren Rückkopplungen oft eine Dämpfung durch ein nicht zu großes R_g, indem sie sonst zu pfeifen anfangen. Durch Vermindern

1) Die Firma Siemens & Halske baut z. B. für größere Lautstärken Verstärker mit $E_g = -9$ Volt, die also bei einer effektiven Wechselspannung von etwa 6 Volt noch einwandfrei verstärken. Normale Verstärker mit $E_g = -1$ Volt lassen in der Verstärkung schon merklich nach, wenn $e_{g\,eff} > 0{,}5$ Volt wird, bei Mehrfachverstärkern natürlich auf die letzte Röhre bezogen.

der negativen Vorspannung E_g kann man dann R_g so weit erniedrigen, daß die Selbsterregung aufhört. (Vgl. Teil II, Seite 109.) Es ist aber ein Einregulieren auf einige Zehntel Volt genau erforderlich, damit nicht ein zu kleines R_g die Verstärkung zu sehr herabsetzt.

b) Schlechtes Vakuum. Bei schlechtem Vakuum überlagern sich den soeben besprochenen Erscheinungen noch die Wirkungen, die von dem Ionenstrom J_{g-} herrühren. Es ist zweckmäßig, auch hier die beiden Teile zu trennen, also zu setzen:

$$\frac{d i_g}{d e_g} = \frac{d i_{g+}}{d e_g} + \frac{d i_{g-}}{d e_g} \quad \text{oder} \quad \frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_{g+}} + \frac{1}{R_{g-}}$$

R_{g+} stellt dann den soeben behandelten positiven Widerstand dar. Bei schlechtem Vakuum muß man sich parallel zu diesem noch einen negativen Widerstand R_{g-} liegend denken, für den im wesentlichen gilt:

$$\frac{1}{R_{g-}} = \frac{d i_{g-}}{d e_g} = \frac{d(-V i_a)}{d e_g} = -V \cdot S \text{ [1]}$$

wobei $S = \frac{d i_a}{d e_g}$ die „Steilheit" der für die Verstärkung maßgebenden Anodenstromcharakteristik ist (vgl. Teil I, S. 32). Diese pflegt im Arbeitsgebiete etwa 10^{-4} Amp./Volt zu sein. Für eine Röhre mit dem durch $V = 10^{-3}$ gekennzeichneten Vakuum ist daher $R_{g-} = -10^7$ Ohm und ändert sich mit der Gitterspannung meist nur wenig. Da mit zunehmender Spannung der Strom abnimmt, ist R_{g-} tatsächlich negativ, die Schwingungen nicht dämpfend, sondern anregend. Wird der gesamte wirksame Widerstand negativ, so tritt Selbsterregung ein. Obwohl hier also keinerlei Rückkopplungen vorhanden sind, tritt doch durch das schlechte Vakuum ganz dieselbe Wirkung ein, als ob eine positive Rückkopplung bestände.

Bei Verstärkern wird man im allgemeinen Röhren mit schlechtem Vakuum ebenso wie Rückkopplungen aus den in Teil II Seite 102 angegebenen Gründen möglichst vermeiden. In besonderen Fällen, wo Rückkopplungen zweckmäßig sind, z. B. auch wenn Selbsterregung gerade beabsichtigt ist, könnte man sie aber auch durch schlechtes Vakuum ersetzen. Die Größe der wirksamen „Rückkopplung" läßt sich hier durch die Gitter- oder Anodenspannung verändern. Es ist freilich zu beachten, daß das Vakuum einer Röhre sich im allgemeinen zeitlich ändert, und dann ein Nachregulieren erforderlich ist.

c) Einfluß des Anodenstromkreises. Es bleibt noch ein

1) Vgl. aber Abschnitt c).

Punkt zu besprechen, der bisher der Übersichtlichkeit halber außer acht gelassen war, der aber die ganzen Verhältnisse nicht unwesentlich verschieben kann. Die Steilheit der Gitterstromkennlinie kennzeichnet nämlich nicht, wie bisher angenommen, ohne weiteres den wirksamen Gitterwiderstand R_g. Für diesen ist vielmehr die ganze, während des Betriebs tatsächlich eintretende Änderung der Gitterspannung maßgebend. Eine Gitterstromkennlinie zeigt nun aber nur das Verhalten bei einer bestimmten, unveränderten Anodenspannung E_a. Im wirklichen Betriebe bleibt aber die Anodenspannung nur dann konstant, wenn die Anodenbatterie unmittelbar an der Anode liegt. Normalerweise liegt aber der Ausgangstransformator mit dem Wechselwiderstande $\mathfrak{R}_a$ dazwischen und die durch $d\,e_g$ erzeugten Änderungen des Anodenstromes $d\,i_a$ bedingen auch Änderungen der Anodenspannung $d\,e_a = -\,\mathfrak{R}_a\,d\,i_a$. Wie ein Vergleich der Kennlinien in Fig. 1a für verschiedene Anodenspannungen zeigt, bewirkt eine Verminderung der Anodenspannung eine Vergrößerung des positiven, von Elektronen herrührenden Gitterstromes, d. h. die gesamte Änderung $d\,i_g$ des Gitterstromes wird infolge des Sinkens der Anodenspannung größer. Der $\frac{1}{R_{g+}} = \frac{d\,i_{g+}}{d\,e_g}$ entsprechende dämpfende Einfluß auf den Gitterkreis wird also bei größerem Widerstande $\mathfrak{R}_a$ im Anodenkreis ein wenig größer, als es der Steilheit der Gitterstromkennlinie entspricht. Eine genaue Überlegung an Hand weiterer Messungen zeigt aber, daß dieser Einfluß der veränderten Anodenspannung praktisch zu vernachlässigen ist, wenn die Anodenspannung an sich groß, etwa über 20 Volt ist.

Dagegen kann bei Röhren mit schlechtem Vakuum der dämpfungsvermindernde Einfluß von $1/R_{g-}$ durch einen hohen Anodenwiderstand $\mathfrak{R}_a$ wesentlich geändert werden. Die Änderung des Anodenstromes $d\,i_a$ ist dann nicht mehr gleich $S \cdot d\,e_g$, sondern gleich

$$\frac{S}{1 + \mathfrak{R}_a/R_i} \cdot d\,e_g \text{ (vgl. Teil I, Seite 39)}$$

In dem Fall, daß $\mathfrak{R}_a$ groß gegen den inneren Widerstand R_i ist, wird $d\,i_a$ überhaupt gleich Null, eine große Drosselspule $\mathfrak{R}_a$ verhindert jede Änderung des Anodenstromes i_a. Da aber der negative Gitterstrom i_{g-} durch i_a hervorgerufen wird, so ändert sich dann auch i_{g-} nicht, es ist genauer:

$$\frac{1}{R_{g-}} = \frac{d\,i_{g-}}{d\,e_g} = -\frac{d\,(V \cdot i_a)}{d\,e_g} = -\frac{V \cdot S}{1 + \mathfrak{R}_a/R_i}$$

und gleich Null für sehr großes $\mathfrak{R}_a$. Ja, es kann sogar positiv werden.

da auf der rechten Seite streng genommen noch ein weiteres Glied

$$- i_a \frac{dV}{d e_g}$$

hinzukommt, das stets positiv ist. Dies letztere berücksichtigt, daß auch der Ionisierungsfaktor V sich ändert, weil er von der Anodenspannung e_a abhängt, diese aber durch die Gitterspannung auch verändert wird, wenn $\mathfrak{R}_a$ von Null verschieden ist. Bei Röhren mit schlechtem Vakuum wird daher der $1/R_g$ entsprechende Einfluß des negativen Widerstandes, also die Neigung zum Pfeifen, stark vermindert, oder sogar ganz aufgehoben, wenn im Anodenkreis ein Wechselwiderstand $\mathfrak{R}_a$ liegt, der groß gegen den inneren Widerstand R_i ist. Im Falle der günstigsten Anpassung des Transformators an die Röhre, also für $\mathfrak{R}_a = R_i$, wird der Einfluß etwa um die Hälfte vermindert. Ist $\mathfrak{R}_a$ induktiv oder kapazitiv, so ist auch R_g kein reiner Wirkwiderstand mehr und beeinflußt die Frequenz der entstehenden Eigenschwingungen.

d) Experimentelle Bestätigungen. Dies eigentümliche Verhalten von Röhren mit schlechtem Vakuum wurde durch zahlreiche Versuche gut bestätigt. So wurde bei den in Teil II, Seite 93, wiedergegebenen Kurven der Fig. 9 und 10 als negative Belastung des Eingangstransformators das Gitter einer Röhre mit schlechtem Vakuum verwandt. Man erkennt dort besonders deutlich die dämpfungsvermindernde Wirkung einer solchen Röhre. Als weiteres Beispiel sei folgende, besonders lehrreiche Anordnung angeführt (Fig. 4).

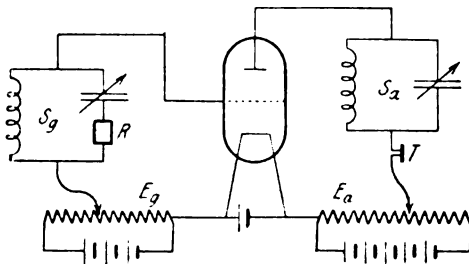


Fig. 4.

Es wurde sowohl in die Gitter- als auch in die Anodenseite ein Schwingungskreis S_g und S_a von Tonfrequenz mit Drehkondensator eingeschaltet. Das Telephon T ließ dann erkennen, ob und in welcher Tonhöhe Selbsterregung eintrat. Durch Erhöhen des Widerstandes

R in S_g konnte die Selbsterregung unterdrückt werden. Der Widerstand, der dazu gerade ausreichte, konnte als Maß für die Pfeifneigung gelten.

Zunächst wurde S_a kurzgeschlossen. Dann ergab sich stets dann, aber auch nur dann Selbsterregung in der Eigenfrequenz von S_g, sobald man in einem Gebiet fallender Gitterstromcharakteristik arbeitete, also z. B. gemäß Fig. 3, sobald bei $E_a = 100$ Volt E_g zwischen $-0{,}9$ und -3 Volt eingestellt wurde. Bei höherem E_a wurde der Bereich von E_g, in dem Selbsterregung eintrat, größer, besonders nach der negativen Seite hin. Auch erregten sich die Schwingungen dann bedeutend leichter, es war ein größerer Dämpfungswiderstand R erforderlich, um sie zu unterdrücken, entsprechend dem steileren Abfall der Kurven in Fig. 3 bei höherem E_a.

Dann wurde S_a eingeschaltet. Dadurch änderte sich zunächst praktisch fast nichts an den beschriebenen Erscheinungen. Selbsterregung setzte in dem gleichen Gebiet und mit gleicher Leichtigkeit ein. Wurde dann aber der Drehkondensator des Anodenschwingungskreises S_a verstellt, so setzten die Schwingungen in der Nähe der Resonanz vollkommen aus und es war nicht mehr möglich, sie irgendwie wieder anzuregen. Beim Drehen über die Resonanzlage hinaus setzten die Schwingungen sofort wieder ein.[1]) — Dies ist wohl der beste Beweis für die Wirkung eines großen Wechselwiderstandes $\mathfrak{R}_a$ im Anodenkreise. Die Größen des Schwingungskreises S_a waren nämlich so gewählt, daß sein wirksamer Widerstand außerhalb der Resonanz etwas kleiner als der innere Widerstand R_i der Röhre, in der Resonanz etwa 30 mal so groß war. Für die Resonanzfrequenz steigt ja der Wechselwiderstand um etwa das π/d-fache an, und d war gleich 0,1. — In der Nähe der Resonanz wich auch die Frequenz des entstehenden Tones von der Eigenfrequenz des Schwingungskreises S_g etwas ab, der Theorie entsprechend vor und hinter der Resonanz in verschiedenem Sinne und zwar immer so, daß die Frequenz weiter ab von der Resonanz des Kreises S_a lag, der wirksame Widerstand von $\mathfrak{R}_a$ also kleiner blieb. Es können ja nur Schwingungen von solcher Frequenz entstehen, für die $\mathfrak{R}_a$ klein ist.

1) Das ist ein Kennzeichen dafür, daß hier nicht die Rückkopplung durch die Gitter-Anodenkapazität maßgebend war. Bei dieser setzen die Schwingungen in der Resonanzlage auch aus, setzen beim Weiterdrehen aber nicht wieder ein.

3. Welche Gittergleichspannung stellt sich bei hohem Vorschaltwiderstande ein?

Bei verschiedenen Verstärkerschaltungen (vgl. Teil II) sowie bei der Audion-Gleichrichterschaltung ist das Gitter für Gleichstrom über einen hohen Widerstand mit der eigenen Kathode oder mit der Anode der vorhergehenden Röhre verbunden. Vielfach ist es sogar durch einen Kondensator vollständig abgetrennt. Es zeigt sich, daß man im allgemeinen ein gutes Arbeiten, d. h. einen ausreichend kleinen Gitterstrom erhält, zuweilen aber auch ein Versagen eintritt. Es ist daher wichtig, diese Frage näher zu untersuchen.

a) Gutes Vakuum. Das zugrunde liegende Schaltungsschema zeigt Fig. 5. R ist der große Ohmsche Vorschaltwiderstand. E kann

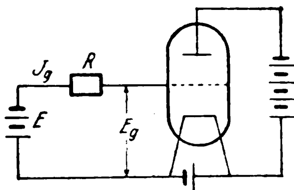


Fig. 5.

die gelegentlich verwandte, meist negative Zusatzspannung bei Verbindung mit der Kathode oder die hohe positive Anodenspannung bei Verbindung mit der Anode der vorhergehenden Röhre und gemeinsamer Anodenbatterie sein. Häufig ist auch $E = 0$, nämlich bei direkter Verbindung mit dem negativen Pol des Heizfadens. Den Arbeitspunkt auf den sich E_g und J_g einstellen, findet man am besten dadurch, daß man zunächst J_g aus der Formel

$$J_g = \frac{E - E_g}{R}$$

berechnet, wobei man für E_g einen angenäherten, abgeschätzten Wert einsetzt. Aus der Gitterkennlinie findet man dann den zu dem so berechneten J_g wirklich zugehörigen Wert E_g'. Erforderlichenfalls kann dieser bessere Wert wieder in obige Gleichung eingesetzt und so eine immer bessere Annäherung erzielt werden. Ist z. B. $R = 10$ Megohm und $E = 6$ Volt — das entspricht etwa einer Verbindung mit dem $+$-Pol der Heizbatterie — so erhält man für J_g $0{,}61 \cdot 10^{-6}$ Amp., wenn man schätzungsweise $E_g = -0{,}1$ Volt einsetzt. Aus der in Fig. 1 wiedergegebenen Kennlinie *III* findet man z. B. tatsächlich für

$J_g = 0{,}61 \cdot 10^{-6}$ Amp.: $E_g = -0{,}15$ Volt, so daß eine weitere Verbesserung kaum mehr nötig ist. Für $R = 100$ Megohm würde man $J_g = 0{,}066 \cdot 10^{-6}$ Amp. und $E_g = -0{,}6$ Volt erhalten.

Es wurde oben abgeleitet, daß der Gittergleichstrom J_g im allgemeinen $1/50 \cdot 10^{-6}$ Amp. nicht überschreiten darf, wenn der Gitterwechselstrom eine merkliche Belastung nicht bilden soll. Diesem J_g entspricht angenähert $E_g = -1$ Volt. Bei direkter Verbindung mit den —-Pol des Heizdrahtes, d. h. bei $E = 0$, ist dann $E - E_g = +1$ Volt; R muß also mindestens 50 Megohm groß sein, wenn keine negative Vorspan-

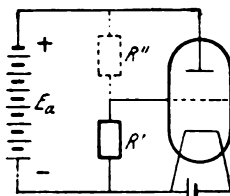


Fig. 6.

nung E vorhanden ist. Bei einer Verbindung mit der Anode, also etwa $E = 100$ Volt, müßte entsprechend R größer als 5000 Megohm sein! Eine Verbindung mit der Anode ist also nur bei ganz hervorragend guter Isolation möglich, und das gute Arbeiten hängt ganz davon ab, daß diese hervorragend gute Isolation erhalten bleibt. Selbst bei Verbindung mit der Kathode ist bei großem R die Gefahr groß, daß Kriechströme von der Anode über den Sockel oder die Zuleitungen zum Gitter gelangen. In Fig. 6 ist für $E = 0$ eine solche schlechte Isolation punktiert als Widerstand R'' eingezeichnet. Eine derartige Doppelverbindung ist mit der einfachen, in Fig. 5 gezeichneten Schaltung gleichwertig, wenn man unter E die „Leerlaufspannung" am Gitter $E = E_a \dfrac{R'}{R' + R''}$ und als Vorschaltwiderstand R den „Kombinationswiderstand" $R = \dfrac{R' \cdot R''}{R' + R''}$ in Rechnung setzt (vgl. Teil II, Seite 82). Soll E klein und R nicht viel kleiner als R' sein, muß R'' wesentlich größer als R' sein. Das macht Schwierigkeiten, da R' auch schon sehr groß sein muß, und an dieser Schwierigkeit sind sicher viele derartige Versuche gescheitert.

Wie oben abgeleitet, kann für einen schwachen Wechselstrom der

innere Gitterwiderstand $R_g = 1/5 \cdot J_g$ gesetzt werden. Mit obiger Gleichung kombiniert, ergibt sich daraus

$$R_g = \frac{R}{5 \cdot (E - E_g)} \qquad (E - E_g \text{ in Volt})$$

Da $E - E_g$ meist etwa 1 Volt ist, ist also der Vorschaltwiderstand R etwa 5mal so groß zu machen, als der zulässige innere Gitterwiderstand R_g sein darf. Aus dieser Gleichung ergibt sich ferner die Notwendigkeit, den Vorschaltwiderstand R für den Wechselstrom durch einen Kondensator zu überbrücken. Denn für $R_g = {}^1/_5\, R$ würde sonst ${}^5/_6$ der zugeführten Wechselspannung über R und nur ${}^1/_6$ über R_g, d. h. am Gitter selbst liegen.

Wenn man das Gitter in bezug auf Gleichstrom ganz abtrennt (etwa durch einen Kondensator), so würde sich im theoretischen Grenzfall $R = \infty$ bei gutem Vakuum auch $E_g = -\infty$ ergeben, da theoretisch auch Elektronen mit sehr hohen Geschwindigkeiten aus dem Glühdraht heraustreten, die das Gitter immer stärker negativ laden. Da aber der Gitterstrom für je 0,5 Volt etwa auf ${}^1/_{10}$ abnimmt, so müßte, wenn bei $R = 10^6$ Ohm sich $E_g = -0{,}5$ Volt einstellt, $R = 10^7$ Ohm sein, falls sich $E_g = -1$ Volt, und $R = 10^8$; 10^9; 10^{10} ... Ohm sein, falls sich $E_g = -1{,}5$; $-2{,}0$; $-2{,}5$ ... Volt einstellen soll. Man sieht, daß man praktisch aus Gründen der Isolation nur einige wenige Volt negative Gitterspannung erreichen kann.

Ein Versuch wurde nach der in Fig. 7 gezeichneten Kompensationsschaltung ausgeführt. Die Spannung des völlig isolierten Gitters mußte

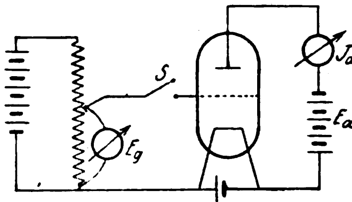


Fig. 7.

gleich der am Voltmeter E_g abgelesenen Spannung sein, wenn beim Schließen des Schlüssels S keinerlei Änderung im Anodenstrom J_a eintrat. Dies war ein sehr scharfes Kriterium. Es ergaben sich bei 10 Röhren der verschiedensten Ausführung Spannungen zwischen $-0{,}70$ und $-2{,}03$ Volt, im Mittel $-1{,}32$ Volt bei einer Anodenspannung $E_a - 50$ Volt. Bei $E_a = 100$ Volt erhielt man nur noch im Mittel

— 0,47 Volt, und bei $E_a = 150$ Volt wurde die Spannung des isolierten Gitters schon bei 7 Röhren positiv, teils wohl wegen nicht ausreichender Isolation zwischen Gitter und Anode, teils aber auch wohl wegen schlechten Vakuums.

b) Schlechtes Vakuum. Labilität. Sobald sich das schlechte Vakuum stärker bemerkbar macht, also besonders bei hohen Anodenspannungen, ist es überhaupt nicht mehr möglich, bei hohem Vorschaltwiderstande einen günstigen Betriebszustand herzustellen! Wie ein Blick auf die in Fig. 8 wiedergegebene Gitterkennlinie zeigt, kann sich bei positivem J_g nur ein Arbeitspunkt in dem Gebiet F einstellen, wo entsprechend der großen Steilheit der Kennlinie der innere Gitterwiderstand viel zu klein ist. Will man aber J_g negativ machen, so muß man, da dann auch E_g negativ ist, wegen $J_g = \frac{E - E_g}{R}$ eine negative Hilfsspannung E anwenden. Man findet dann den Einstellpunkt am besten durch eine graphische Lösung der Gleichung

$$E - J_g \cdot R = E_g$$

indem man einerseits $E - J_g R$, anderseits E_g als Funktion von J_g aufträgt. Letzteres ist die Gitterkennlinie, ersteres eine Gerade, die die Abszissenachse $J_g = 0$ im Punkte $E_g = E$ schneidet und nach unten um so steiler abfällt, je kleiner R_g ist. Der Schnittpunkt beider Linien ist der gesuchte Einstellpunkt. Man erkennt, daß man bei großem R (10 Megohm), also flachem Verlauf der Widerstandslinie, bei kleinem negativen E (zwischen 0 und — 4 Volt) wieder einen Schnittpunkt auf dem steil ansteigenden und daher unbrauchbaren Ast D—F erhält, bei großem negativen E (über — 8 Volt) nur einen Schnittpunkt auf der Abszissenachse (links von G), wo J_g vollständig Null ist. Da ja aber der negative Gitterstrom ein getreues Abbild des Anodenstromes ist, so ist hier auch dieser und somit die für die Verstärkung maßgebende Steilheit S gleich Null, dieser Arbeitspunkt also auch unbrauchbar. In dem Zwischengebiet, z. B. für $E = -6$ Volt (Linie b) erhält man 3 Schnittpunkte A, B und C, von denen wieder A und C unbrauchbar sind. Der mittlere Schnittpunkt B ist aber labil, er läßt sich nicht halten. Es stellt sich stets entweder A oder C ein. Es sind dieselben Erscheinungen, wie sie bei Leitern mit fallender Charakteristik, mit negativem Widerstand gegen Stromänderungen, z. B. dem Lichtbogen bekannt sind. (Vgl. z. B. Barkhausen: Labile Zustände elektrischer Systeme. Verh. d. D. Ph. Ges. XI, S. 267, 1909.) In der Tat ist hier die Charakteristik im Gebiete zwischen A und C

fallend, indem der Gitterstrom mit wachsender Gitterspannung abnimmt. Man erhält daher auch hier alle die von solchen Leitern her bekannten Erscheinungen, wie z. B. folgender Versuch zeigt.

Der Widerstand R (vgl. Fig. 5) wurde gleich 10 Megohm, die Spannung E negativ und durch einen Spannungsteiler stetig regulierbar gemacht. Die sich einstellende Gitterspannung E_g wurde aus dem Anodenstrom

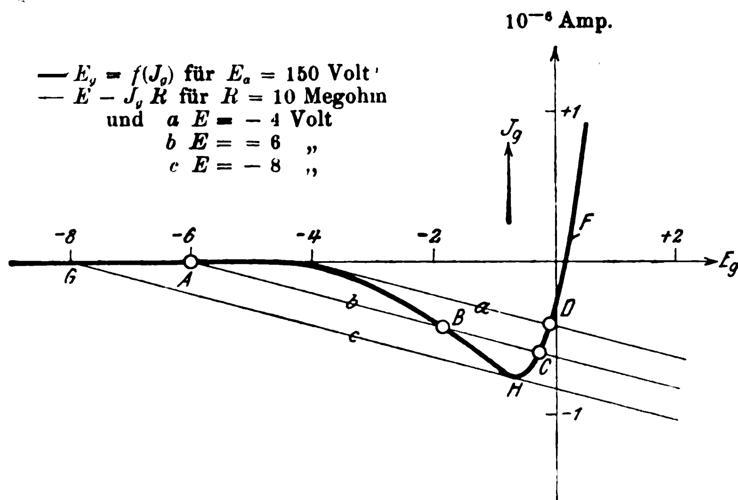


Fig. 8.

J_a bestimmt, indem vorher die Charakteristik $J_a = f(E_g)$ aufgenommen war. Vergrößerte man die negative Spannung E von Null aus allmählich, so nahm die zunächst positive Gitterspannung nur ganz wenig ab, nämlich von F über C bis H (vgl. Fig. 8). Bei $E = -8$ Volt (Linie c) sprang aber ganz plötzlich E_g von $-0{,}7$ Volt (Punkt H) auf -8 Volt (Punkt G), der Anodenstrom wurde Null und zwar so plötzlich, daß ein eingeschaltetes Telephon einen scharfen Knack ergab. Bei noch stärker negativem E blieb $J_a = 0$, also E_g stark negativ. Machte man jetzt umgekehrt E wieder kleiner, so blieb jetzt $J_a = 0$ bis $E = -5$ Volt, stieg dann ein klein wenig an und sprang bei $E = -4$ Volt (Linie a) ganz plötzlich wieder auf fast den alten Wert (Punkt D). Durch Hin- und Herregulieren der Spannung konnte man dieses eigentümliche, von der Theorie vorausgesagte Verhalten beliebig oft wiederholen. Man konnte das Umspringen auch dadurch erzeugen, daß man E fest auf einen größeren negativen Wert einstellte und den

durch einen Bleistiftstrich gebildeten hohen Widerstand R durch weiteres Bestreichen mit einem Bleistift allmählich verkleinerte, oder durch Abwischen mit dem Finger wieder vergrößerte. Dem entspricht in Fig. 8 eine Drehung der Widerstandslinie um ihren Schnittpunkt mit der Abszissenachse. Die Punkte, bei denen das Springen eintritt, sind dadurch gekennzeichnet, daß dort die Widerstandslinien die Kurve tangieren, ein stabiler Punkt also mit dem labilen zusammenfällt und somit nach einer Seite labil wird. — Dies Springen trat bei der betreffenden Röhre nur bei Anodenspannungen E_a über 50 Volt auf und der Sprung wurde um so größer, je größer E_a gemacht wurde. Das erklärt sich ohne weiteres aus den in Fig. 3 wiedergegebenen Kurven.

Bei den in Fig. 8 gezeichneten Verhältnissen wäre an sich ein Arbeiten in unmittelbarer Nähe von Punkt H möglich, da dort die Kennlinie ein kleines Stück horizontal verläuft, was einem unendlich hohen Gitterwiderstand entspricht. Aber dies Gebiet ist nur zu erreichen, wenn man sich ihm vorsichtig von rechts her nähert, und eine größere Störung in negativer Richtung wirft die Einstellung sofort nach Punkt G hin um. Dauernd stabil werden alle Punkte nur dann, wenn die Widerstandslinie steiler als die Kennlinie nach unten läuft, der Vorschaltwiderstand R also kleiner als der „negative Gitterwiderstand" ist. Dann ist aber nicht mehr R, sondern die angewandte Hilfsspannung E für die Einstellung der Gittergleichspannung maßgebend.

Zusammenfassung.

1. Der Gitterstrom setzt sich aus einem positiven, von Elektronen herrührenden, und einem negativen, von Gasionen herrührenden Teil zusammen. Der letztere wird nur bei schlechtem Vakuum und bei höherer Anodenspannung merklich.

2. Dementsprechend wirkt die Röhre auf den Gitterwechselstrom wie ein positiver, vom Elektronenstrom herrührender und ein parallel dazu liegender negativer vom Ionenstrom herrührender Widerstand. Ersterer hat eine dämpfende, letzterer eine dämpfungsvermindernde Wirkung, und zwar beide um so mehr, je kleiner sie sind.

3. Der positive Widerstand nimmt mit stärkerer negativer Gittervorspannung sehr rasch sehr große Werte an und ist dann praktisch wirkungslos. Die dazu erforderliche Vorspannung hängt von der Röhrenkonstruktion und der verwandten Anodenspannung ab, ist normal etwa — 1 Volt. Zu geringe Vorspannung vermindert den wirksamen Gitterwiderstand und damit die Verstärkung beträchtlich, dämpft aber auch die Neigung zur Selbsterregung.

4. Der negative Widerstand ist in dem normalen Arbeitsbereich von der Gittervorspannung unabhängig; er nimmt ab, d. h. wird stärker wirksam bei schlechterem Vakuum und höherer Anodenspannung. Er wirkt wie eine positive Rückkopplung dämpfungsvermindernd und gibt leicht Anlaß zur Selbsterregung.

5. Durch geeignete Regulierung der Gittervorspannung kann der negative Widerstand durch den positiven mehr oder weniger in seiner Wirkung aufgehoben werden.

6. Ein hoher Wechselwiderstand in der Anodenstromseite macht den negativen Gitterwiderstand unwirksam. Selbsterregung kann dann durch ihn nicht mehr eintreten.

7. Bei gutem Vakuum stellt sich allein durch Vorschalten eines großen Ohmschen Widerstandes (z. B. eines nicht vollkommen isolierenden Kondensators) eine ausreichende negative Gittervorspannung ein, freilich nur bei guter Isolation.

8. Bei schlechtem Vakuum läßt sich dagegen durch hohen Vorschaltwiderstand ein günstiger Betriebspunkt nicht herstellen.

Über eine neue Methode der drahtlosen Telephonie mit Glühkathodenröhren.

Von Dr.-Ing. **Ludwig Kühn.**

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Firma: Dr. Erich F. Huth, G. m. b. H.)

Die einfachste Methode der drahtlosen Telephonie, in den Antennenkreis ein Mikrophon zu legen und diesen in genügend lose Kopplung zu bringen mit einem hochfrequenten Schwingungserzeuger, kann natürlich ohne weiteres auch dann angewendet werden, wenn die Schwingungen durch eine Glühkathodenröhre erzeugt werden. Infolge der geringen Leistungsbeträge, die mit dieser Methode telephonisch zu beeinflussen, zu „kontrollieren" sind, ist der Anwendungsbereich dieser Schaltung ein recht beschränkter geblieben, und man hat bald genug nach Mitteln und Wegen gesucht, um größere und große Leistungen, die von Glühkathodenapparaten erzeugt werden, einer möglichst intensiven telephonischen Beeinflussung zu unterwerfen.

Von einer größeren Reihe bekannt gewordener Schaltungen, die aus diesem Bedürfnis heraus entwickelt wurden, verdient vor allem eine Methode der Ewähnung, die bereits im Jahre 1914 von der

Western Electric Company, und zwar allem Anschein nach von dieser zuerst verwendet wurde.[1])

Es ist dies die Methode, den hochfrequenten Spannungsschwankungen am Gitter der schwingungserzeugenden Röhre eine Wechselspannung zu überlagern, die unter Verwendung eines Mikrophons und eines geeigneten Spannungstransformators den erregenden Ton- oder Sprachschwingungen konform ist. Die Schaltung ist in Fig. 1 schematisch dargestellt, und zwar ist hierbei angenommen, daß der Schwingungs-

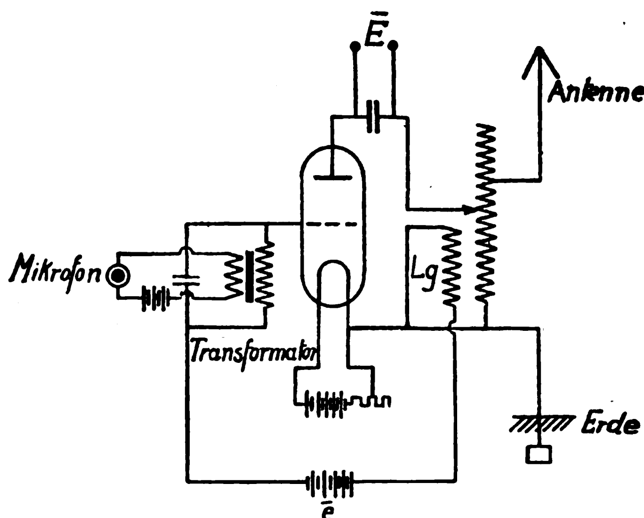


Fig. 1.

erzeuger in der normalen induktiven Rückkopplungsschaltung arbeitet. In Serie mit der Sekundären L_g des Gitterkopplungstransformators liegt gleichzeitig die gegen Hochfrequenz kapazitiv blockierte Sekundäre des Ton- oder Sprechtransformators, während eine geeignete konstante Vorspannung: $\bar{e}$ dafür sorgt, daß der Schwingungserzeuger im günstigsten Teil seiner Beeinflussungscharakteristik arbeitet. Die Wirkungsweise dieser Schaltungsmethode kann man folgendermaßen erklären: Jeder Glühkathodenapparat verstärkt Schwingungen, die einmal in den ihm in geeigneter Weise angeschalteten Schwingungskreisen eingeleitet sind so lange, bis die abgeführte Schwingungsleistung mit der zugeführten Gleichstromleistung ins Gleichgewicht gekommen ist. (Wobei auch die in der Röhre vernichtete

1) A. N. Goldsmith, Radio Telefony.

Leistung als abgeführt zu betrachten ist.) Dieser Punkt, von dem ab die Schwingungsamplituden keine weitere Veränderung mehr erfahren, also stabil bleiben, steht in innigem Zusammenhang mit den für die betreffende Röhre charakteristischen Kurven (Anodenstrom als Funktion der Gitter- und Anodenspannung). Bei einer gewissen Anodenspannung ist bei gleichbleibenden elektrischen Kreiskonstanten dieser stabile Punkt durch die charakteristischen Kurven eindeutig bestimmt. Legt man nun an das Gitter der schwingungserzeugenden Röhre eine konstante Spannung (e in Fig. 1), so ändert sich das Bild der charakteristischen Kurven der Röhre insofern, als sie je nach dem Vorzeichen der zusätzlichen Vorspannung sich entweder nach links oder nach rechts verschieben. Durch diese Änderung muß sich auch zwangläufig die Lage des stabilen Punktes verändert haben, also müssen auch die auftretenden Schwingungen bei einem anderen Amplitudenwerte stabil geworden sein. Infolgedessen konnte man bei dieser Schaltung im vornherein auch eine Abhängigkeit des Antennenstromes von den dem Gitter überlagerten akustisch erregten Spannungsschwankungen erwarten.

So einfach und plausibel diese Methode ist, so hat sie doch folgenden großen Nachteil, der ihre Wirkungsweise äußerst ungünstig beeinflußt. Überschreiten nämlich die gewählten zusätzlichen Gittervorpotentiale einen gewissen — vorwiegend negativen — Wert, so kann die Röhre im Felde ihrer charakteristischen Kurvenschar überhaupt keinen Punkt mehr auffinden, in welchem die Stabilitätsbedingung für die Schwingungen erfüllt wäre; die Schwingungen reißen, oder präzise ausgedrückt, klingen infolgedessen völlig ab. Es treten also immer dann, wenn das Gitter stärkeren Spannungsschwankungen unterworfen wird, bei akustisch wirksamen Lauten wie *a* und *o*, aber auch dann, wenn die Periode der Spannungsschwankungen groß ist im Verhältnis zur Abklingdauer des elektrischen Systemes, starke Verzerrungen des Tones oder der Sprache auf, die selbst bei größeren Empfangslautstärken die Sprachverständlichkeit sehr beeinträchtigen, bei geringeren Lautstärken aber bis zur völligen Unverständlichkeit führen können. A. N. Goldsmith kommt übrigens zu einem ganz ähnlichen Urteil über diese Methode, indem er sagt[1]):

It is evident that if we make the grid potential extremely negative, so that the plate circuit oscillations cannot build up to this stable value just mentioned, the oscillations will simply cease enti-

1) l. c. Seite 167.

rely. Just above this extremely negative grid potential, there is a narrow range of grid voltags for which the plate circuit output depends on the grid potential, though only as a transient phenomenon. A static characteristic of such a relation between grid potential and oscillating current in the plate circuit is not obtainable because the effects do not persist. The oscillating current tends to rise either to its full and stable amplitude or to cease altogether. For audio frequency variations of moderate magnitude and sufficient rapidity of the grid potential the system is sometimes workable though always with the danger just mentioned for low tones or for extremely loud sounds.

Der Vollständigkeit halber soll hier noch angeführt werden, daß Verfasser mit der in Fig. 2 angegebenen Schaltung ganz ähnliche Er-

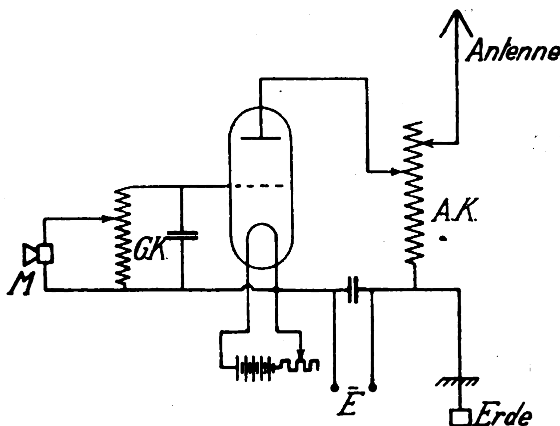


Fig. 2.

fahrungen machte. Wie aus dem Schaltbild ersichtlich ist, beruht die Wirkung dieser Schaltung einfach darauf, daß bei den Widerstandsschwankungen des Mikrophons, das parallel zu einem Teil der Selbstinduktion des abgestimmten Gitterkreises liegt, der Gitterkreis gegen den Antennenkreis im Rhythmus der Tonschwankungen mehr oder weniger verstimmt wird, was natürlich eine Beeinflussung des Stromes im Arbeits- resp. im Antennenkreis zur Folge hat. Während bei loser Kopplung des Mikrophons mit dem System sich eine sehr reine Sprachübertragung erzielen ließ, treten, sobald man das Ziel verfolgt, große Beeinflussung zu erhalten, auch Instabilitätserscheinungen auf und damit mehr oder weniger starke Sprachverzerrungen.

Diese Erfahrungen ließen unzweideutig erkennen, daß eine Schal-

tung der drahtlosen Telephonie, die allen praktischen Anforderungen der Zukunft zu genügen hat, sich überhaupt nicht auf ein Verfahren

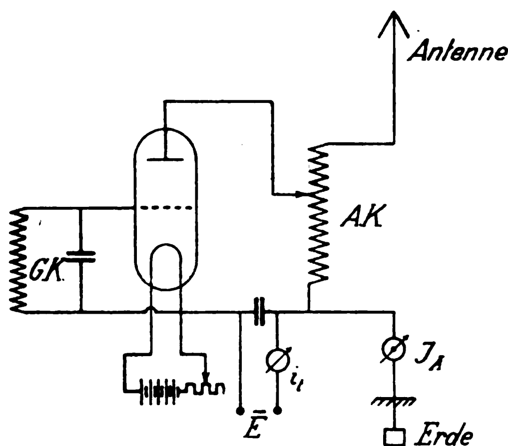


Fig. 3.

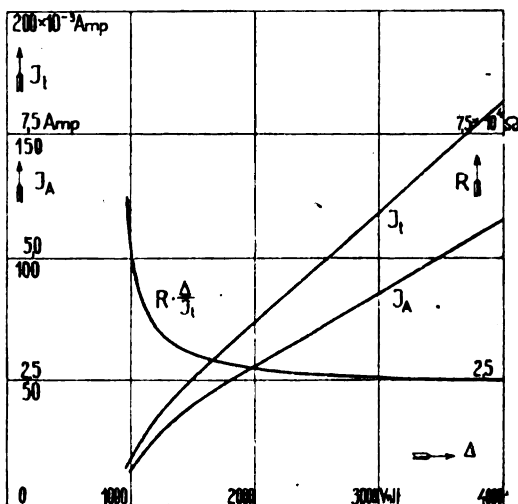


Fig. 4.

aufbauen darf, das auf einen Eingriff in den inneren Mechanismus der Hochfrequenzerzeugung hinausgeht. Der Weg zu einer solchen Schaltung, die diesen Eingriff grundsätzlich umgeht, fand seinen Ausgangs-

punkt in Beobachtungen, die bei der Prüfung von Senderöhren gemacht wurden. Diese Prüfungen werden gewöhnlich so vorgenommen, daß die Senderöhren in der bei der Firma Huth üblichen Schaltung (Fig. 3) bei verschiedenen Betriebsspannungen Belastungsproben unterworfen wird. Gewöhnlich werden die Messungen so ausgeführt, daß die Ab-

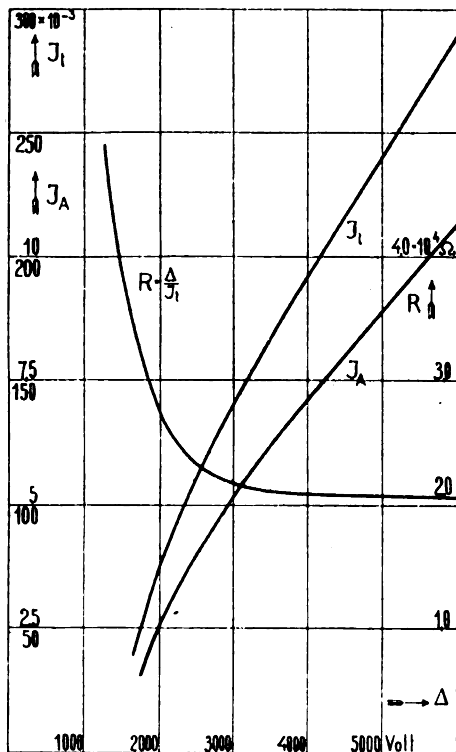


Fig. 5.

stimmung und günstigste Anodenkopplung bei einer Betriebsspannung eingestellt wird, die einer Antennenleistung entspricht, die je nach dem Röhrentyp etwa 50—100 % größer ist als die Nennleistung der Röhre. Dann wurde die Betriebsspannung schrittweise verkleinert und gewisse dem praktischen Bedürfnis entsprechende Messungen vorgenommen. Als übereinstimmendes Resultat ergab sich nun, daß, was für den vorliegenden Zweck von außerordentlicher Bedeutung ist, die Schwingungen bis zum völligen Nullwerden der Amplituden stabil bleiben. In Fig. 4

und 5 sind die entsprechenden Kurven für 2 Röhrentypen, und zwar Fig. 4 für eine 300 (Antennen-) Watt-Röhre und Fig. 5 für eine 1000 Watt-Röhre aufgetragen. Die Kurven weisen ohne weiteres auf die Stabilität der Schwingungen auch bei sehr kleinen Stromstärken hin und lassen weiterhin eine volle Proportionalität zwischen dem Antennenstrom und dem von der Röhre im Schwingungszustand aufgenommenen Gleichstrom (i_t) erkennen. Außerdem wurde aus der Quotientbildung: $\frac{\varDelta}{i_t}$ die den verschiedenen Belastungen entsprechenden Arbeitswiderstände: R berechnet und in die Figuren eingetragen. Bei Verkleinerung der Betriebsspannung nahm dieser Arbeitswiderstand von einem gewissen Punkte ab nicht unwesentlich zu. Im Verlauf der späteren Erläuterung wird jedoch Gelegenheit sein, darauf hinzuweisen, daß diese Widerstands-Inkonstanz für die Zwecke der drahtlosen Telephonie keinesfalls von Nachteil ist; physikalisch hängt sie mit dem Verlauf und den Krümmungen der für den betreffenden Betriebszustand in Betracht kommenden charakteristischen Kurven zusammen.

Aus diesen Erscheinungen war nun ohne weiteres der Schluß zu ziehen, daß dann ein System für die drahtlose Telephonie geschaffen ist, welches in jedem Punkt stabil ist, und infolge der praktisch genügenden Proportionalitäten eine außerordentliche Sprachreinheit ergeben muß, sobald es gelingt, den dem Schwingungserzeuger zugeführten Gleichstrom im Rhythmus der Sprachschwingungen genügend zu beeinflussen.

Der Weg, den nun der Verfasser eingeschlagen hat, um eine Rhythmisierung des dem Schwingungserzeuger zugeführten Gleichstromes zu erzielen, war der, eine zweite Glühkathodenröhre, deren Gitter in bekannter Weise über einen Transformator „besprochen“ wird, zu verwenden und dieselbe so zu schalten, daß sie in bezug auf den speisenden Gleichstrom direkt parallel zur schwingungserzeugenden Röhre liegt, jedoch so, daß einerseits eine direkte Beeinflussung des Hochfrequenzstromes, mit anderen Worten: ein Eingriff in den Mechanismus der Hochfrequenzerzeugung durch die Widerstandsschwankungen der „Sprechröhre“, und andererseits eine schädliche Rückwirkung der Hochfrequenz auf diese Röhre ausgeschlossen bleibt. In die Zuleitung zu dieser Parallelschaltung wurde eine Selbstinduktion gelegt, die groß genug war, um den unverzweigten Gesamtstrom für den in der Sprache vorkommenden Frequenzbereich konstantzuhalten, ihn zu „stabilisieren“. Die angewandte Gesamtschaltung soll an späterer Stelle näher erläutert

werden, während jetzt lediglich ihre physikalische Wirkungsweise näher untersucht werden soll. Da nach dem Vorhergesagten eine direkte Beeinflussung der Hochfrequenz durch die Sprechröhre bei der verwendeten Schaltung nicht eintritt, erübrigt es sich, vorläufig auf die hochfrequenten Schwingungserscheinungen näher einzugehen, und man kann sich deshalb darauf beschränken, lediglich die Wirkung der Beeinflussungsröhre in bezug auf die primären elektrischen Größen der schwingungserzeugenden Röhre zu studieren. Zu diesem Zweck sei der Schwingungserzeuger durch einen Widerstand: R_1 ersetzt, von dem fürs erste angenommen sei, daß er sich mit der Belastung nicht ändere, während seine Abhängigkeit von der Belastung erst später Berücksichtigung finden soll.

Sind nun für die betreffende Beeinflussungsröhre die charakteristischen Kurven — Anodenstrom i_t als Funktion der Gitterspannung V_g bei jeweilig konstant gehaltener Anodenspannung — durch Messung vorbestimmt, so kann man ohne Mühe die Wirkungsweise auf rein graphischem Wege darstellen, und sodann den Verlauf der „Beeinflussungs-Charakteristik" bei variabler Gitterspannung ermitteln. Voraussetzung hierbei ist allerdings, daß die beiden folgenden Bedingungen als erfüllt angenommen werden können, deren Realisierung jedoch, wie im weiteren Verlauf gezeigt wird, keine praktischen Schwierigkeiten entgegenstehen.

Es muß nämlich erstens die Selbstinduktion der Stabilisierungsdrossel so groß sein, daß der Gesamtstrom innerhalb des Zeitabschnittes, in dem sich der ganze zu beobachtende Vorgang abspielt, als praktisch konstant angesehen werden kann. Außerdem muß angenommen werden, daß zwischen Kathode und Anode der Beeinflussungsröhre keine, oder nur so relativ kleine Hochfrequenzspannungen auftreten, daß sie — als auf den Beeinflussungsvorgang wirkungslos — vernachlässigt werden können. Es ist nun, wenn man die momentane Anodenspannung an beiden Röhren mit Δ bezeichnet, unter Zugrundelegung der Fig. 6 (in welcher der Schwingungserzeuger mit dem Arbeitswiderstand R_1 lediglich durch eine Röhre ohne Schwingungskreise angedeutet ist) in jedem Moment:

$$\Delta = J_1 \cdot R_1 = (I - J_2) \cdot R_1 \tag{1}$$

Es ist nun für $J_2 = 0$:

$$\Delta = I \cdot R_1$$

und für $J_1 = I$:

$$\Delta = 0 .$$

Wird also $\varDelta$ als Funktion von J_2 aufgetragen, so erhalten wir für einen beliebig gewählten Wert I eine Gerade, die auf der Ordinate die Strecke: $\varDelta = I \cdot R_1$, und auf der Abszisse die Strecke: $J_2 = I$ abschneidet. Man kann ferner aus den charakteristischen Kurven für die Beeinflussungsröhre ohne Mühe eine neue Kurvenschar ableiten, bei der nunmehr die Anodenspannung $\varDelta$ als Funktion des Anodenstromes (J_2) bei jeweilig konstant gehaltener Gitterspannung erscheint. Diese Kurven trägt man in dasselbe Koordinatensystem ein, in dem

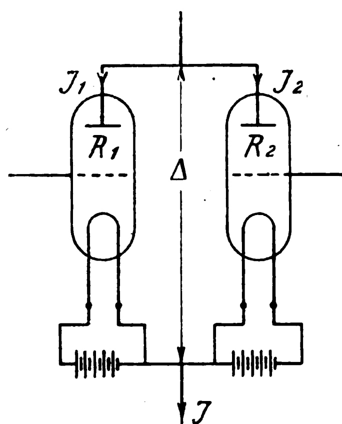


Fig. 6.

nach dem vorigen $\varDelta$ resp. J_1 als Funktion von J_2 eingetragen wurde. Die Schnittpunkte dieser Kurven mit der Geraden für $\varDelta$ resp. i_1 ergeben nun ohne weiteres die Zusammengehörigkeit von je einer Gitterspannung: V_g und dem sich bei dieser Gitterspannung einstellenden Werte von J_1 und $\varDelta$.

Es sollen nun durch ein besonderes Beispiel das graphische Verfahren näher beleuchtet werden. Es wurde hierbei die grundlegende Annahme gemacht:

$$I = 200 \cdot 10^{-3}\,\text{Amp. und}$$
$$R_1 = 2{,}5 \cdot 10^4\ \Omega.$$

Die charakteristischen Kurven der Beeinflussungsröhre seien durch jene der Fig. 7 gegeben. Während in Figur 8 die Gerade: J_1 resp. $\varDelta = f(J_2)$ gestrichelt eingetragen ist, stellt die ausgezogene Kurve die Abhängigkeit von $\varDelta$ und J_1 von der Gitterspannung V_g dar. Diese Kurve, die als „Beeinflussungscharakteristik" des Systems bezeichnet wurde. hat lediglich in der nächsten Nähe der beiden Enden ganz

schwache Krümmungen, trotzdem sich J_1 nahezu zwischen 0 und dem höchst erreichbaren Maximalwert: I bewegt.

Nicht viel komplizierter wird die graphische Ermittlung der Beeinflussungscharakteristik, wenn man die Abhängigkeit des Arbeitswiderstandes der schwingungserzeugenden Röhre berücksichtigen will. Das Verfahren ist in Fig. 9 ausgeführt und zwar unter der Annahme,

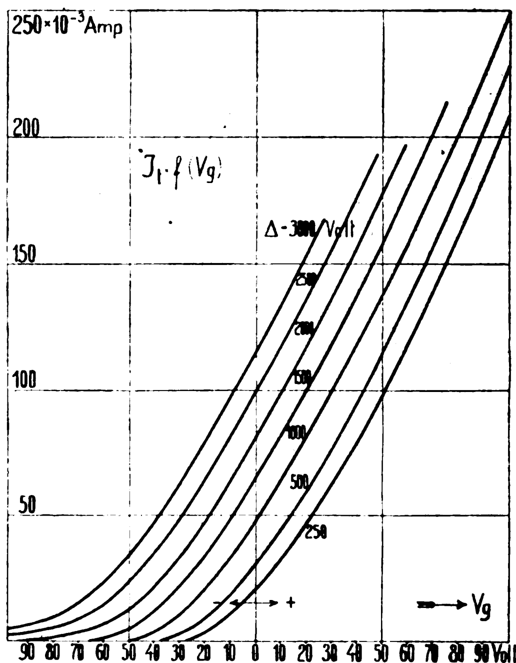


Fig. 7.

daß wiederum: $I = 200 \times 10^{-3}$ Amp. und die charakteristischen Kurven der Sprechröhre die der Fig. 7 seien. Zieht man nun eine Gerade, die sowohl auf der Abszisse, als auch auf der Ordinate die Strecke: I abschneidet, so stellt diese Gerade die Abhängigkeit: $J_1 = f(I - J_1) = f(J_2)$ dar. Aus der Belastungskurve des Schwingungserzeugers, resp. aus den Kurven R_1 und $\Delta = f(J_1)$ kann alsogleich die Abhängigkeit: R_1 und $\Delta = f(J_2)$ abgeleitet und in das Diagramm eingetragen werden. Wie zu erwarten war, ist die Δ-Kurve stärker gekrümmt und zwar verläuft sie in ihrem oberen Teil konkav, während sie in ihrem unteren Teil, vor allem bei sehr kleinen Δ-Werten, stark

konvex gekrümmt ist, wie bei dem Verlauf der Widerstandskurven auch nicht anders erwartet werden kann. Es können jetzt ohne weiteres die Kurven: $\varDelta$ und $J_1 = f\,(V_g)$ konstruiert werden und zwar in ganz analoger Weise, wie bei dem vorigen Beispiel. Wobei nur zu beachten ist, daß je zwei solcher Werte von $\varDelta$ und J_1 zusammengehören, die auf einer Lotrechten von den Kurven: $\varDelta = f(J_2)$ und $J_1 = f(J_2)$ abgeschnitten werden. Die Beeinflussungscharakteristik — $J_1 = f(V_g)$ — verläuft sogar noch etwas steiler bei mit abnehmender Belastung zu-

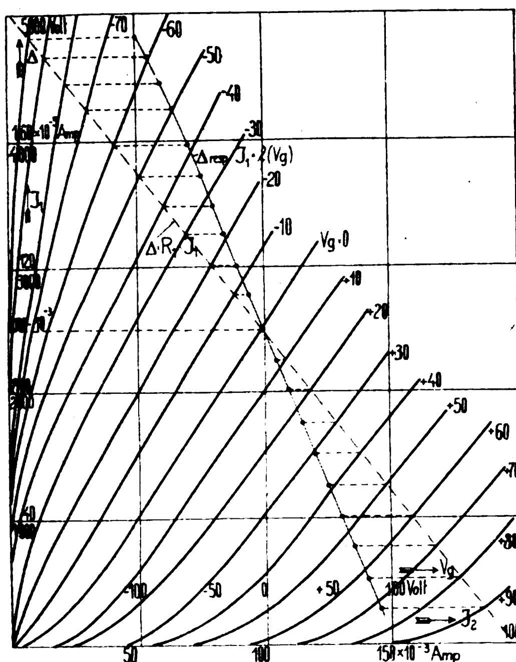


Fig. 8.

nehmendem R_1, was einfach darin seine Erklärung findet, daß kleinere J_1 durch die Zunahme von R_1 noch etwas mehr verkleinert werden (allerdings nicht in demselben Maße als R_1 zunimmt, da ja auch die Spannung $\varDelta$ größer ist, als bei konstant gebliebenem R_1), während andererseits große J_1 durch die eingetretene Verkleinerung von R_1 noch etwas vergrößert werden. Die Krümmungen an den Enden der Kurven: $J_1 = f\,(V_g)$ treten etwas deutlicher hervor, als bei konstantem R_1, jedoch bleibt für innerhalb praktischer Grenzen variable R_1 der

Verlauf der Beeinflussungscharakteristik ebenfalls praktisch linear, so daß, da wie bereits früher gezeigt wurde, der effektive Antennenstrom mit J_1 proportional ist, auch zwischen dem Antennenstrom: I_A und V_g eine lineare Abhängigkeit besteht. Hieraus erklärt sich die mit dieser Methode erreichte außerordentliche Sprachreinheit.

Es möge nun dazu übergegangen werden, zu untersuchen, inwieweit sich die früher gegebenen beiden Bedingungen realisieren lassen,

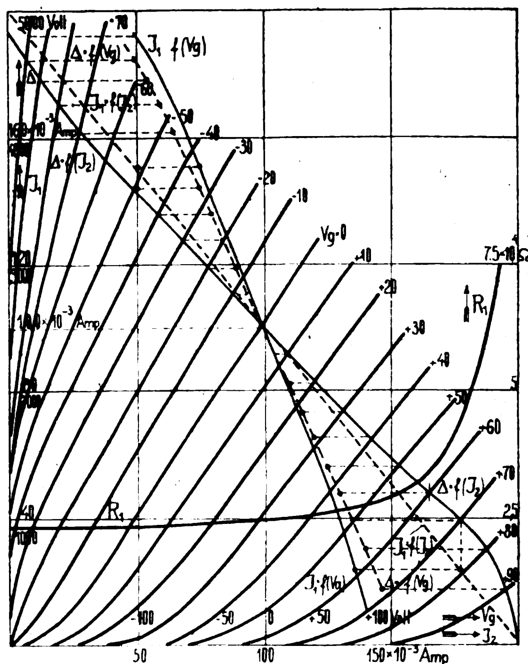


Fig. 9.

deren Erfülltsein Voraussetzung ist für die Gültigkeit der soeben graphisch entwickelten Beeinflussungscharakteristik.

Als erste Voraussetzung wurde die gemacht, daß der Gesamtstrom: I für den in der Sprache vorkommenden Tonfreqnenzbereich konstant sei, und es fragt sich nun, für welche Selbstinduktionswerte man eine solche Drosselwirkung mit praktisch genügender Annäherung erreichen kann.

Nun kommt es allerdings weniger darauf an, daß I konstant bleibt, während der Sender besprochen wird, als vielmehr darauf, daß

der der Schwingungsröhre zugeführte Strom bei den gewählten Selbstinduktionswerten denselben Verlauf hat, als wenn die Drosselwirkung eine ideale wäre (was natürlich voraussetzen würde: $L = \infty$).

Um nun einer Untersuchung nähertreten zu können, werde für den Schwingungsröhrenstrom einfach gesetzt:

$$J_1 = (i_{10} + c V_g) \qquad (2)$$

Zu dieser Annahme berechtigt das Ergebnis der vorher ermittelten Beeinflussungscharakteristik ohne weiteres, natürlich hat die Gleichung (2) nur einen Sinn, solange $c V_g \leqq i_{10}$, wenn man mit i_{10} den (konstanten) Strom bezeichnet, den die schwingungserzeugende Röhre im unbesprochenen Zustand aufnimmt.

Ist nun der (konstante) Widerstand der Schwingungsröhre wieder: R_1, so ist die Spannung an der Schwingungs- und somit auch an der Sprechröhre:

$$\Delta = R_1 (i_{10} + c V_g) \qquad (3)$$

Der Gesamtwiderstand der beiden parallel geschalteten Röhren ist somit:

$$R = \frac{\Delta}{J} = R_1 \left(\frac{i_{10}}{J} + \frac{c V_g}{J} \right) \qquad (4)$$

Wird nun die Gitterspannung zum Beispiel sinusförmig angenommen, so werden, da: $c V_g \leqq i_{10}$ bleiben soll, dann die größten Widerstandsschwankungen von R eintreten, und gerade dieser Fall ist der Wichtigste, wenn gilt:

$$i_{10} = c V_g$$

hierfür wird:

$$R = R_1 \frac{i_{10}}{J} (1 + \sin \omega t) \qquad (5)$$

Da nun außerdem, wie noch gezeigt werden wird, aus praktischen Rücksichten die Verhältnisse stets so gewählt werden sollen, daß gilt:

$$i_{10} \geqq \frac{I}{2},$$

und da unter dieser Annahme die Strom- resp. Widerstandsschwankungen wiederum ein Maximum werden, wenn:

$$i_{10} = \frac{I}{2}$$

wird:

$$R = \mathfrak{R} (1 + \sin \omega t) \qquad (6)$$

wo:

$$\Re = \frac{R_1}{2}$$

Dieser zeitlich variable Widerstand liegt zusammen mit einer Selbstinduktion in einem Kreise, der von einer konstanten Gleichstromspannung gespeist wird. Der sich ausbildende Strom ist also durch eine Fouriersche Reihe darzustellen, und man kann, wie bekannt ist, die einzelnen Komponenten dieser Reihe und deren Phasen ermitteln, wenn man die Reihe in die Differentialgleichung einsetzt:

$$\bar{E} = \Re J + L \frac{dJ}{dt} \tag{7}$$

Die Ableitung der einzelnen Fourierkoeffizienten der Reihe:

$$J = J_0 + \sum_1^\infty J_\lambda \sin(\lambda \omega t + \Theta_\lambda)$$

kann dann in überaus einfacher und unkomplizierter Weise geschehen, wenn man die Rechnung in folgender Weise vektoriell durchführt. Wenn die periodische Funktion: $a \sin(\omega t + \Theta)$ in der vektoriellen Form: $\dot{a} = a j^\Theta$ geschrieben wird, so folgt ohne weiteres:

$$a j^0 = a; \quad a j^\pi = -a \qquad \text{und} \qquad j^\Theta = \cos\Theta + j^{\pi/2} \sin\Theta$$

Nach dieser Festlegung wird, wenn $J_\lambda j^{\Theta_\lambda} . \dot{J}_\lambda$:

$$J = J_0 + \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda$$

Setzt man dies in die Differentialgleichung (7) ein, und berücksichtigt, daß: $R = \Re(1 + \sin\omega t)$ ist, so erhält man nunmehr:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\bar{E}}{\Re} = J_0 + J_0 \sin\omega t + \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda + \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda \sin\omega t \\ + j^{\pi/2} \frac{\lambda \omega L}{\Re} \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Nun ist nach den obigen Festlegungen über diese spezielle Art des vektoriellen Rechnens:

$$J_0 \sin\omega t = (J_0 j^0)_1 = (J_0)_1$$

und ferner:

$$\sum_1^\infty \dot{J}_\lambda \sin\omega t = \sum_1^\infty J_\lambda \sin(\lambda \omega t + \Theta_\lambda) \sin\omega t$$

$$= \sum_1^\infty \frac{J_\lambda}{2} [\cos((\lambda + 1)\omega t + \Theta_\lambda) - \cos((\lambda - 1)\omega t + \Theta_\lambda)]$$

$$= \frac{J_1}{2} \cos \Theta_1 + \sum_1^\infty \frac{J_\lambda}{2} [\cos((\lambda + 1)\omega t + \Theta_\lambda)]$$

$$- \sum_1^\infty \frac{J_\lambda}{2} [\cos((\lambda - 1)\omega t + \Theta_\lambda)]$$

also:

$$\sum_1^\infty \dot{J}_\lambda \sin \omega t = \frac{J_1}{2} \cos \Theta + j^{\pi/2} \sum_1^\infty \left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda+1)} - j^{\pi/2} \sum_2^\infty \left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda-1)}$$

Die Differentialgleichung lautet also endlich:

$$\frac{\bar{E}}{\Re} = J_0 + \frac{J_1}{2} \cos \Theta_1 + (J_0)_1 + \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda + j^{\pi/2} \sum_1^\infty \left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda+1)} - j^{\pi/2} \sum_2^\infty \left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda-1)}$$
$$+ j^{\pi/2} \frac{\lambda \omega L}{\Re} \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda \qquad (9)$$

Setzt man nun:

$$\dot{\tau}_\lambda = \left[1 + j^{\pi/2} \frac{\lambda \omega L}{\Re}\right] \text{ und } \frac{1}{2} j^{\pi/2} = n, \quad \text{also: } -\frac{1}{4} = n^2$$

so liefert Gleichung (9) das lineare Gleichungssystem:

$$\left.\begin{aligned}
\frac{\bar{E}}{\Re} &= J_0 + \frac{J_1}{2} \cos \Theta_1 \\
-J_0 &= \dot{J}_1 \dot{\tau}_1 - \dot{J}_2 \cdot n \\
0 &= \dot{J}_1 n + \dot{J}_2 \dot{\tau}_2 - \dot{J}_3 n \\
0 &= \dot{J}_2 n + \dot{J}_3 \dot{\tau}_3 - \dot{J}_4 n \\
0 &= \dot{J}_3 n + \dot{J}_4 \dot{\tau}_4 - \dot{J}_5 n \\
&\vdots \\
0 &= \dot{J}_\lambda n + \dot{J}_{(\lambda+1)} \dot{\tau}_{(\lambda+1)} - \dot{J}_{(\lambda+2)} n
\end{aligned}\right| \quad (10)$$

Durch Determinanten-Entwicklung, die hier übergangen werde, erhält man für die einzelnen Fourierkoeffizienten und deren Phasen, wenn noch gesetzt wird: $n^2 = -\frac{1}{4}$ folgende Kettenbrüche:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{J}_1 &= -J_0 \frac{1}{\dot{\tau}_1 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_2 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_3 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_4 - \dots}}}} \\
\dot{J}_2 &= -j^{\pi/2} \dot{J}_1 \frac{1/2}{\tau_2 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau} - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_4^2 - \dots}}} \\
\dot{J}_3 &= -j^{\pi/2} \dot{J}_2 \frac{1/2}{\dot{\tau}_3 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_4 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_5 - \dots}}} \\
\dot{J}_\lambda &= -j^{\pi/2} \dot{J}_{(\lambda-1)} \frac{1/2}{\dot{\tau}_\lambda - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_{(\lambda+1)} - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_{(\lambda+2)} - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_{(\lambda+3)} - \dots}}}}
\end{aligned}\right\} \quad (11)$$

Wie man sich nun leicht überzeugen kann, darf, sobald:

$$\frac{\omega L}{\mathfrak{R}} \geqq 5$$

mit guter Annäherung gesetzt werden:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{J}_1 &= -J_0 \frac{1}{\dot{\tau}_1} \\
\dot{J}_2 &= -j^{\pi/2} \dot{J}_1 \frac{1}{2\dot{\tau}_2} \\
\dot{J}_3 &= -j^{\pi/2} \dot{J}_2 \frac{1}{2\tau_3} \\
&\vdots \\
\dot{J}_\lambda &= -j^{\pi/2} \dot{J}_{(\lambda-1)} \frac{1}{2\tau_\lambda}
\end{aligned}\right| \quad (12)$$

Da hiernach:

$$\frac{1}{2} J_1 \cos\Theta_1 = -\frac{1}{2} J_0 \frac{\cos\Theta}{-\sqrt{1+\left(\frac{\omega L}{\mathfrak{R}}\right)^2}} = -\frac{1}{2} \frac{J_0}{1+\left(\frac{\omega L}{\mathfrak{R}}\right)^2}$$

kann schon für: $\frac{\omega L}{\Re} = 5$ das konstante Glied: $\frac{1}{2} J_0 \cos \Theta$ gegen: I_0 vernachlässigt werden, so daß zu setzen ist:

$$\bar{E}_0 = J_0 \Re$$

Die einzelnen Komponenten der an der Sprech- resp. Schwingungsröhre auftretenden periodischen Spannungen sind durch die Gleichung gegeben:

$$\dot{E}_{r_\lambda} + \dot{E}_{L_\lambda} = 0 \quad \text{also:} \quad \dot{E}_{r_\lambda} = - j^{\pi/2} \lambda \omega L \dot{J}_\lambda \tag{13}$$

Es folgt daraus sofort für die Gesamtspannung an den Röhren:

$$\left.\begin{aligned} \Delta &= J_0 \Re \left[1 - j^{\pi/2} \frac{\lambda \omega L \cdot \dot{J}_\lambda}{\Re \cdot J_0} \right] \\ &\text{also:} \\ \Delta &= J_0 \Re \left[1 + j^{\pi/2} \left(\frac{\omega L}{\Re \dot{\tau}_1} \right)_1 + \left(\frac{2 \omega L}{\Re 2 \dot{\tau}_1 \dot{\tau}_2} \right)_2 \right. \\ &\left. + j^{\pi/2} \left(\frac{3 \omega L}{\Re \cdot 4 \cdot \tau_1 \tau_2 \tau_3} \right)_3 + \cdots \right] \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

Da man nun nach K. W. Wagner[1]) und anderen bei der Untersuchung über die Wirkungsweise von telephonischen Apparaten am günstigsten mit $\omega = 5 \cdot 10^3$ rechnet, und außerdem $\Re = \frac{R}{2}$ entsprechend dem durchschnittlichen Arbeitswiderstand gebräuchlicher Röhrentypen zu etwa: $1{,}25 \times 10^4\ \Omega$ angenommen werden kann, wird es genügen, bei einer Berechnung von lediglich orientierendem Charakter zu setzen:

$$\frac{\omega L}{\Re} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot L}{125 \cdot 10^4} = 0{,}4\, L$$

Unter der Annahme, daß: $L = 12{,}5$, 25 und 50 Henry und entsprechend: $\frac{\omega L}{\Re} = 5$, 10 und 20, wurde der zeitliche Verlauf von Δ nach Gleichung (14) ermittelt. Bei Vernachlässigung aller Harmonischen, die höher als die dritte sind, lauten die Gleichungen für den Spannungsverlauf:

1) Physikalische Zeitschrift 11, S. 1122, 1910.

1. für $L = 12{,}5$ Henry:

$$\varDelta = J_0 \Re [1 + 0{,}98 \sin(\omega t + 11^0 20') - 0{,}098 \sin(2\omega t + 17^0) - 0{,}0049 \sin(3\omega t + 20^0 50')]$$

2. für $L = 25$ Henry:

$$\varDelta = J_0 \Re [1 + 0{,}995 \sin(\omega t + 5^0 40') - 0{,}05 \sin(2\omega t + 8^0 30') - 0{,}0012 \sin(3\omega t + 10^0 30')]$$

3. für $L = 50$ Henry:

$$\varDelta = J_0 \Re [1 + \sin(\omega t + 3^0) - 0{,}025 \sin(2\omega t) + 4^0 20') - 0{,}0003 \sin(3\omega t + 5^0 20')]$$

Diese Gleichungen lassen ohne weiteres erkennen, daß für: $\omega = 5 \cdot 10^3$ bereits bei einer Drossel von 12,5 Henry die Verzerrungen, die der Spannungsverlauf gegenüber dem unverzerrten: $\varDelta = J_0 \Re (1 + \sin \omega t)$ erleidet, praktisch vernachlässigbar bleiben, so daß man für den praktischen Fall etwa: $\frac{\omega L}{\Re} = 10$, also $L = 20$ Henry wählen wird, um sicher zu sein, daß auch die in den Sprachlauten vorkommenden Frequenzen, die noch kleiner als 5×10^3 sind, und die an der Bildung des Charakters und der Klangfarbe dieser oder jener Sprachlaute immerhin noch mehr oder weniger beteiligt sein werden, unverzerrt und ungeschwächt wieder gegeben werden.

Nach dieser Richtung hin angestellte Versuche haben ergeben, daß bei einer Drosselselbstinduktion von 15—20 Henry trotz größtmöglichster Beeinflussung die Sprache in allen ihren Nuancen völlig rein und frei von irgendwelcher entstellenden Klangfärbung wiedergegeben wird und daß eine Vergrößerung der Selbstinduktion auf etwa 60 Henry auch die Lautstärke des Empfangs nicht mehr erhöhte.

Die konstruktive Durchentwicklung von Drosseln mit einem so hohen Selbstinduktionswert und mit genügend kleinem eigenen Energieverbrauch ist restlos gelungen und bereitete absolut nicht die erwarteten Schwierigkeiten, sobald dazu übergegangen wurde, die entmagnetisierende Wirkung des Gleichstromes: J_0 dadurch zu beseitigen, daß lange Spulen mit offenem gestreckten Eisenkern verwendet wurden. Fig. 10 zeigt für eine solche Drossel, die fabrikationsmäßig für normale Telephoniesender mit einer Grundantennenleistung von 250 Watt hergestellt wird, die Abhängigkeit der Selbstinduktion von den konstanten Gleichstromamperewindungen: $(I \cdot W)$. Die Selbstinduktion kann also im Bereich der in Betracht kommenden Magnetisierung als konstant angenommen werden. Der Energieverbrauch dieser Drosse beträgt im normalen Betriebe etwa 10—15 Watt. Fig. 11, in der

die schwingungserzeugende Röhre mit: *I*, die Sprechröhre mit: *II* bezeichnet ist, während *A K* den hochfrequenten Arbeitskreis des Schwingungserzeugers darstellt, läßt erkennen, daß eine gegenseitige und unerwünschte direkte Hochfrequenzbeeinflussung durch einen zur Sprechröhre parallel geschalteten Kondensator *C* beseitigt ist. Die Wirkung dieses Kondensators ist eine um so intensivere, je größer seine Kapazität ist, und je kleiner die Welle ist, mit der der Sender schwingt. Andererseits darf die Kapazität *C* auch wieder nicht zu große Werte

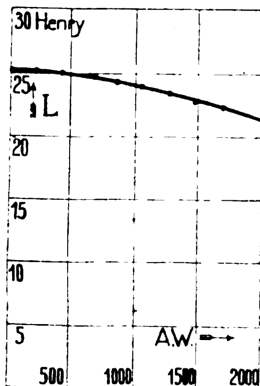


Fig. 10.

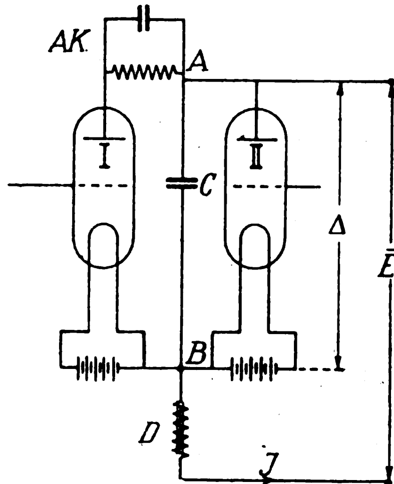


Fig. 11.

annehmen, da sonst eine Verminderung und Verzerrung der durch die Sprechröhre erzeugten Spannungsschwankungen zwischen *A* und *B* unausbleiblich ist. Von diesem Standpunkt aus interessiert hier vor allem die Frage: „Wie weit darf bei gegebenen Röhrenwiderständen mit einer Vergrößerung der Kapazität *C* gegangen werden, ohne daß merkbare Veränderungen der Sprachwiedergabe auftreten?“ Um dieser Frage rechnerisch nähertreten zu können, werde der Einfachheit halber angenommen, daß der Gesamtstrom *I* konstant bleibe, während sich der Widerstand der bei den parallel geschalteten Röhren wiederum durch die Zeitfunktion:

$$R = \mathfrak{R}(1 + \sin \omega t)$$

darstellen läßt, wo:

$$\mathfrak{R} = \frac{R_1}{2}$$

Sodann ist (siehe Fig. 11):

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_r &= \Re(J_0 + \dot{J}_c)(1 + \sin\omega t) \\ \dot{E}_c &= -\bar{E} + \frac{1}{C}\int \dot{J}_c\,dt \\ &\text{und:} \\ \dot{E}_r + \dot{E}_c &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Wird nun wieder gesetzt:

$$\dot{J}_c = \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda$$

also:

$$\frac{1}{C}\int \dot{J}_c\,dt = -j^{\pi/2}\frac{1}{\omega C}\sum_1^\infty \dot{J}_\lambda$$

und

$$\dot{J}_c \sin\omega t = \frac{J_1}{2}\cos\Theta_1 + j^{\pi/2}\sum_2^\infty\left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda-1)} - j^{\pi/2}\sum_1^\infty\left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda+1)}$$

so lautet die Differentialgleichung für den Ausgleichzustand in vektorieller Form:

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\bar{E}}{\Re} + J_0 = \frac{J_1}{2}\cos\Theta_1 + (J_0)_1 + \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda + j^{\pi/2}\sum_2^\infty\left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{(\lambda-1)} \\ -j^{\pi/2}\sum_1^\infty\left(\frac{\dot{J}_\lambda}{2}\right)_{\lambda+1} - j^{\pi/2}\frac{1}{\Re\lambda\omega C}\sum_1^\infty \dot{J}_\lambda = 0 \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Hieraus ergibt sich das lineare Gleichungssystem:

$$\frac{\bar{E}}{\Re} - J_0 - \frac{J_1}{2}\cos\Theta_1 = 0$$

wo wiederum: $\frac{J_1}{2}\cos\Theta_1$ für $\frac{1}{\Re\omega C} \geqq 5$ gegen I_0 vernachlässigt werden kann. Und ferner:

$$\left.\begin{aligned} -J_0 &= \dot{J}_1\dot{\tau} + \dot{J}_2 m \\ 0 &= -\dot{J}_1 m + \dot{J}_2\dot{\tau}_2 + \dot{J}_3 m \\ 0 &= \qquad -\dot{J}_2 m + \dot{J}_3\dot{\tau}_3 + \dot{J}_4 m \\ &\vdots \\ 0 &= \qquad -\dot{J}_\lambda m + \dot{J}_{(\lambda+1)}\dot{\tau}_{(\lambda+1)} + \dot{J}_{(\lambda+2)} m \end{aligned}\right\} \quad (17)$$

wo:

$$m = -\tfrac{1}{2} j^{\pi/2}$$

und:

$$\tau_1 = \left[1 - j^{\pi/2} \frac{1}{\lambda \omega C \mathfrak{R}}\right]$$

Hieraus ergeben sich für die einzelnen Fourierkoeffizienten die Ausdrücke:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{J}_1 &= - J_0 \cfrac{1}{\dot{\tau}_1 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_2 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_3 - \cdots}}} \\
\dot{J}_2 &= j^{\pi/2} \dot{J}_1 \cfrac{1/2}{\dot{\tau}_2 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_3 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_4 - \cdots}}} \\
\dot{J}_3 &= j^{\pi/2} \dot{J}_2 \cfrac{1/2}{\dot{\tau}_3 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_4 - \cfrac{1/4}{\dot{\tau}_5 - \cdots}}} \\
\dot{J}_\lambda &= j^{\pi/2} \dot{J}_{(\lambda-1)} \cfrac{1/2}{\tau_\lambda - \cfrac{1/4}{\tau_{(\lambda+1)} - \cfrac{1/4}{\tau_{(\lambda+2)} - \cdots}}}
\end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

Solange nun: $\frac{1}{\mathfrak{R}\,\omega\,C} \geqq 5$, kann mit sehr guter Annäherung gesetzt werden:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{J}_1 &= - J_0 \frac{1}{\dot{\tau}_1} \\
\dot{J}_2 &= j^{\pi/2} \dot{J}_1 \cdot \frac{1}{2\dot{\tau}_2} \\
\dot{J}_3 &= j^{\pi/2} \dot{J}_2 \cdot \frac{1}{2\dot{\tau}_3} \\
&\vdots \\
\dot{J}_\lambda &= j^{\pi/2} J_{(\lambda-1)} \frac{1}{2\dot{\tau}_\lambda}
\end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

Da nun nach früherem:

$$\dot{E}_{r_\lambda} = -\dot{E}_{c_\lambda} = j^{\pi/2} \frac{1}{\lambda \omega C} \dot{J}_\lambda$$

wird die Gesamtspannung an der Sprechröhre:

$$\varDelta = E + j^{\pi/2} \frac{1}{\lambda \omega C} \sum_1^\infty \dot{J}_\lambda$$

oder:

$$\left.\begin{aligned} \varDelta &= J_0 \Re \left[1 + \frac{1}{J_0} j^{\pi/2} \frac{1}{\Re \lambda \omega C} \sum_1^\infty \dot{J}_1\right] \\ &= J_0 \Re \left[1 - j^{\pi/2} \left(\frac{1}{\Re \omega C \dot{\tau}_1}\right)_1 + \right. \\ &\left. \left(\frac{1}{4 \Re \omega C \dot{\tau}_1 \dot{\tau}}\right)_2 + j^{\pi/2} \left(\frac{1}{12 \Re \omega C \dot{\tau}_1 \dot{\tau}_2 \dot{\tau}_3}\right)_3 + \cdots\right] \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

Der Verlauf der Spannung $\varDelta$ wurde unter Zugrundelegung der Gleichung (20) und zwar für: $\frac{1}{\Re \omega C} = 10$ ermittelt; er ist durch die Gleichung gegeben:

$$\begin{aligned} \varDelta = J_0 \Re [1 &+ 0{,}995 \sin(\omega t - 5^0 40') - \\ &0{,}05 \sin(2 \omega t - 17^0) + \\ &0{,}0046 \sin(3 \omega t - 33^0 50')] \end{aligned}$$

Die Abweichungen von dem idealen Spannungsverlauf:

$$\varDelta = J_0 \Re (1 + \sin \omega t)$$

sind so gering, daß man mit $\frac{1}{\Re \omega C} = 10$ rechnen darf, ohne daß irgendwelche Verzerrungen oder Verminderung der Lautstärke im Empfang zu befürchten sind. Wird wieder für $\Re = \frac{R_1}{2}$ der praktische Wert: $1{,}25 \cdot 10^4 \, \Omega$ eingesetzt, so kann ohne weiteres der maximal zulässige Wert der Kapazität: C berechnet werden, sobald man über den Wert von: ω die günstigste Wahl getroffen hat.

Es liegt nun kein Grund vor, an dieser Stelle über den Wert von: ω, mit dem man bei der Dimensionierung am günstigsten rechnen wird, eine andere Wahl zu treffen als dies im Vorigen bei der Bestimmung der Drosselselbstinduktion L geschehen ist; denn selbst, wenn man annimmt, daß in der Sprache auch noch doppelt so hohe Frequenzen (also etwa bis: $\omega = 10^4$) eine wichtige Rolle spielen, so kann man sich doch an Hand der Gleichung (20) — in die dann

$\frac{1}{\Re\,\omega\,C} = 5$ einzusetzen wäre — leicht davon überzeugen, daß auch in diesem Falle noch die Formwiedergabe für eine reine Sprachübertragung ausreichen muß.

Wird also auch hier: $\frac{1}{\Re\,\omega\,C} = 10$ gesetzt, so ergibt sich ohne weiteres der gesuchte Kapazitätswert:

$$C = \frac{1}{6{,}25} \cdot 10^{-8} = 1{,}6 \cdot 10^{-9}\,\text{F.} = 1440\,\text{cm}$$

Bis zu welchen Wellenlängen der Hochfrequenzschwingungen wird nun diese Kapazität eine gegenseitige Hochfrequenzbeeinflussung in praktisch genügendem Maße unterbinden können?

Nimmt man an, daß die Wellenlänge größer und größer wird, so ist klar, daß auch die Hochfrequenzspannung an der Sprechröhre mit der Reaktanz von C mehr und mehr zunimmt. Infolgedessen gelten die in den Fig. 8 und 9 entwickelten Beeinflussungscharakteristiken nicht mehr ohne weiteres, bei denen ja angenommen wurde, daß die Spannung an der Sprechröhre eine rein niederfrequente Wellenspannung ohne beigemischte Hochfrequenz ist. Da, wie früher bereits festgestellt wurde, zwischen der Spannung $\varDelta$ und den Amplituden der von der Schwingungsröhre erzeugten Schwingungen Proportionalität besteht, kann man ohne weiteres sagen, daß die an der Sprechröhre auftretende Hochfrequenzspannung direkt proportional ist dem Augenblickswert von $\varDelta$. Diese Tatsache erleichtert eine Kritik der zu erwartenden Einwirkung der Hochfrequenzspannung an der Sprechröhre auf die Beeinflussungswirkung derselben ganz wesentlich.

In Fig. 12 ist ebenso wie in Fig. 9 die Abhängigkeit: $\varDelta = f(I_2)$ bei $V_g = V_{g0}$ und: $\varDelta = f(I_2)$ bei $I_0 =$ const. und variabler Gitterspannung an der Sprechröhre kurvenmäßig dargestellt. Aus dem Schnittpunkt P dieser beiden Kurven ergaben sich ohne weiteres die sich bei der Gitterspannung V_{g0} einstellenden Werte von $\varDelta$ und I_2, solange I_0 konstant geblieben ist. Überlagert sich nun der konstanten Spannung eine Hochfrequenzspannung $\delta\,\varDelta$, so wird sich nun die Gesamtspannung an der Sprechröhre zwischen den Grenzen $\varDelta(1 + \delta)$ und $\varDelta(1 - \delta)$ periodisch ändern. Infolgedessen wird auch im Sprechröhrenstrom eine Hochfrequenzkomponente auftreten, so daß sich derselbe nunmehr zwischen: $J_2(1 + \delta')$ und: $J_2(1 - \delta'')$ periodisch ändert, wenn: $\delta' J_2$ und: $\delta'' J_2$ die den Spannungsänderungen $+ \delta\,\varDelta$ resp. $- \delta\,\varDelta$ durch die Kurve: $\varDelta = f(I_2)$ bei V_{g0} zugeordneten Strom-

werte sind. Es leuchtet nun ohne weiteres ein, daß eine Beeinflussung des zeitlichen Mittelwertes des Sprechröhrenstromes durch die an der Röhre liegende hochfrequente Wechselspannung: $\delta\,\Delta$ solange überhaupt nicht eintreten können, als die Kurve: $\Delta = f(I_2)$ für $V_g = V_{g0}$ innerhalb der Spannungsgrenzen $\Delta(1+\delta)$ und $\Delta(1-\delta)$ geradlinig verläuft, In diesem Fall wird der Mittelwert des Sprechröhrenstromes

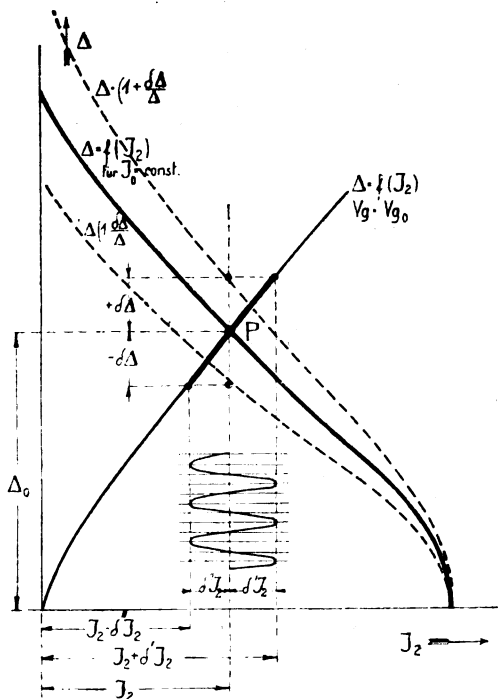


Fig. 12.

wieder gleich I_2, da $\delta' J_2 = \delta'' J_2$, so daß man ganz allgemein sagen kann, daß eine, sich der Röhrenspannung überlagernde Hochfrequenzkomponente überhaupt wirkungslos bleibt — in welchem Fall natürlich die unter der Annahme des Fehlens einer solchen ermittelte Beeinflussungscharakteristik ihre volle Gültigkeit beibehält —, solange die zusätzlichen Wechselspannungsänderungen sich nur jeweils auf linearen Teilen der je einer konstant gehaltenen Gitterspannung zugeordneten Kurven: $\Delta = f(I_3)$ bewegen.

Hieraus ergibt sich jetzt ein ganz einfacher Weg, über den ganzen

Bereich der im praktischen Fall in Betracht kommenden Werte von V_g zu prüfen, bis zu welchem Werte der Quodient: $\varepsilon = \frac{\delta \Delta}{\Delta}$ vergrößert werden darf, ohne daß sich eine praktisch ins Gewicht fallende Rückwirkung auf den Verlauf der Beeinflussungscharakteristik einstellt.

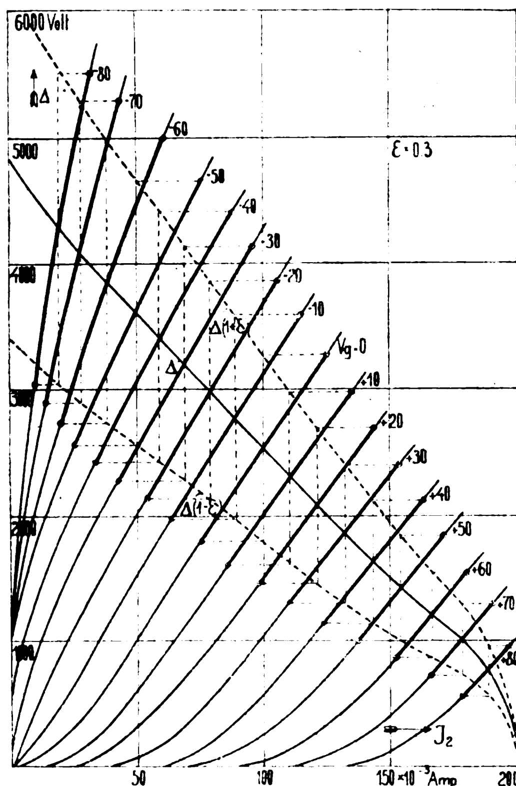


Fig. 13.

Man hat nämlich lediglich nach Wahl eines Wertes für ε zwei neue Kurven: $\Delta(1 + \varepsilon)$ und $\Delta(1 - \varepsilon)$ zu ziehen und kann dann für alle beliebigen Werte von V_g die in Fig. 12 ausgeführte Konstruktion wiederholen.

In Fig. 13 ist dieses Verfahren für $\varepsilon = 0{,}3$ und für Gitterspannung zwischen $+ 80$ und $- 80$ Volt ausgeführt. Die jeweils in Betracht

kommenden Kurventeile, auf deren Verlauf es lediglich ankommt, wurden stärker ausgezogen.

Die Konstruktion ergibt, daß selbst bei $\varepsilon = 0{,}3$, einem Wert, mit dem aus anderen praktischen Gründen in Wirklichkeit nie zu rechnen sein wird, eine Hochfrequenzbeeinflussung auf die Sprechröhre überhaupt nicht besteht, solange man nicht Röhren mit ganz anormal verlaufenden charakteristischen Kurven verwendet. Es bleibt nun schließlich noch die Frage zu beantworten, wie weit man mit der kapazitiven Reaktanz des Blockierungskondensators — etwa durch Vergrößerung der Wellenlängen — in die Höhe gehen kann, ohne daß eine, lediglich durch die Widerstandsschwankungen der Sprechröhre bedingte ungünstige Beeinflussung der Hochfrequenzerzeugung eintreten kann. Man muß nämlich bedenken, daß in Bezug auf den hochfrequenten Wechselstromausgleich die durch C überbrückte Sprechröhre mitsamt dem Arbeitskreis in Serie mit der Schwingungsröhre liegt, sodaß je nach den Werten der Reaktanz: $\frac{1}{\omega C}$ stets ein mehr oder wenig größerer Teil des hochfrequenten Röhrenstromes über die Sprechröhre fließt. Würde nun: $\frac{1}{\omega C}$ extrem groß gewählt werden, so könnte natürlich eine genügend starke Erhöhung des Sprechröhrenwiderstandes (bei großer negativer Gitterspannung) den Schwingungsvorgang überhaupt unterbinden, so daß der Sender wiederum die für eine telephonische Übertragung wichtigste Eigenschaft einer durchweg stetigen Beeinflussungscharakteristik einbüßen würde.

Es läßt sich nun leicht und ohne überhaupt die Vorgänge und Zusammenhänge bei der Schwingungserzeugung mit in die Diskussion hineinzuziehen, zeigen, daß man ohne irgendwelche praktischen Schwierigkeiten bis hinauf zu den größten für Telephonie in Betracht kommenden Wellenlängen jede unerwünschte Beeinflussung zwischen Sprech- und Schwingungsröhre hintanhalten kann.

Da der Widerstandsoperator der Parallelschaltung: Sprechröhre R_2 und Kapazität C gesetzt werden kann:

$$\dot{O}_2 = \frac{-j^{\pi/2}\dfrac{R_2}{\omega C}}{R_2 - j^{\pi/2}\dfrac{1}{\omega C}} = \left[\frac{R_2}{1+(R_2\,\omega C)^2}\right] - j^{\pi/2}\left[\frac{\dfrac{1}{\omega C}}{1+\left(\dfrac{1}{R_2\,\omega C}\right)^2}\right] \quad (21)$$

so kann man diese Parallelschaltung sich ersetzt gedacht denken durch einen Ohmschen Widerstand:

$$r_r = \left[\frac{R_2}{1 + (R_2\,\omega\,C)^2}\right]$$

und eine mit diesem Widerstand in Serie liegende rein kapazitive Reaktanz:

$$r_c = \left[\frac{\frac{1}{\omega\,C}}{1 + \left(\frac{1}{R_2\,\omega\,C}\right)^2}\right]$$

Nimmt man nun an, der Röhrenwiderstand R_2 ändere sich zwischen den Grenzen 4×10^3 und $200 \times 10^3\,\Omega$ — es entspricht dies in Fig. 9 einer Gitterspannung von etwa $+$ 80 resp. $-$ 80 Volt —, so ändert sich der wirksame Ohmsche Widerstand nach Gleichung (21) zwischen 235 und 5 Ω, wenn man für $\frac{1}{\omega\,C}$ den Wert 10^3 annimmt, während die wirksame Kapazitätsreaktanz zwischen 946 und 1000 Ω schwankt.

Während also einerseits die Schwankungen des zusätzlichen Widerstandes infolge der Kleinheit der in Betracht kommenden Widerstandswerte im Verhältnis zu dem Wechselstromwiderstand der Schwingungsröhre und dem effektiven Widerstand des Arbeitskreises weder auf den Betrag der umgesetzten Leistungen, noch auf die Frequenz der ausgesandten Schwingungen einen Einfluß haben kann, sind andererseits die prozentualen Änderungen der kapazitiven Reaktanz viel zu gering, als daß ein sich irgendwie bemerkbar machender Eingriff in den Mechanismus der Hochfrequenzerzeugung von seiten der Sprechröhre erfolgen könnte.

Legt man für die Kapazität C den früher ermittelten Wert: 1440 cm zugrunde, so würde eine Reaktanz von $10^3\,\Omega$ einer Frequenz: $\omega = 6{,}25 \cdot 10^5$ resp. eine Welle: $\lambda = 3000$ m entsprechen, während der Quotient: $\varepsilon = \frac{\delta\,\Delta}{\Delta}$, der nach früherem ein relatives Maß für die maximale Hochfrequenzspannung an der Sprechröhre ist, sich für das vorliegende Beispiel in folgender Weise berechnen läßt. Es ist nach Gleichung (21) die Amplitude dieser Hochfrequenzspannung mit genügender Annäherung: $\delta\,\Delta = i_{\max} \cdot \frac{1}{\omega\,C}$, wo $i_{\max}$ die Amplitude der im Anodenkreis fließenden Hochfrequenz ist. Da nun $\Delta = J_1\,R_1$,

wird: $\varepsilon = \frac{i_{max} \cdot \frac{1}{\omega C}}{J_1 R_1}$. Setzt man schließlich in erster Annäherung: $i_{max} = J_1$, so wird:

$$\varepsilon = \frac{1}{\omega C R_1}.$$

Im obigen Fall würde also werden:

$$\varepsilon = \frac{10^3}{2,5 \cdot 10^4} = 0,04$$

Eine Reihe nach dieser Richtung hin angestellter Untersuchungen und Messungen haben das bisherige Ergebnis nicht nur völlig bestätigt, sondern es hat sich gezeigt, daß selbst bei Wellenlängen von 4000 bis 8000 m eine völlige Beseitigung jeglicher ungünstigen gegenseitigen Hochfrequenzbeeinflussungen erzielt werden kann, während bei Anwendung ganz unkomplizierter Kunstgriffe der Wellenbereich, für den dasselbe zutrifft, noch beliebig erweitert werden kann.

Man kann also, und das ist natürlich von großer praktischer Bedeutung, für jeden neu zu entwerfenden Telephoniesender die Beeinflussungscharakteristik, mit der der Sender arbeiten wird, im voraus ermitteln, sobald die charakteristischen Kurven der zu verwendenden Röhren vorgegeben sind, und zwar kann dies mit einer Genauigkeit geschehen, die der bei der Vorausberechnung von technischen Apparaten und Maschinen völlig gleichkommt. Um nunmehr auf die Wirkungsweise dieser Schaltung vom rein energetischen Standpunkt aus einzugehen, werde entsprechend Fig. 6 der der Sprechröhre R_2 zugeführte Strom wieder mit I_2, die auf dieselbe übertragende Leistung mit L_2 und die entsprechenden Größen bei der Schwingungsröhre R_1 mit I_1 und L_1 bezeichnet. Außerdem bezeichne der Index 0 die entsprechenden Strom- resp. Leistungswerte im akustisch unbeeinflußten Zustand des Systems. Hiernach schwankt der der Schwingungsröhre zugeführte Strom — Geradlinigkeit der Beeinflussungscharakteristik vorausgesetzt — zwischen:

$$J_{10}\left[1 - \frac{\partial J_2}{J_{10}}\right] \quad \text{und} \quad J_{10}\left[1 + \frac{\partial J_2}{J_{10}}\right]$$

wo ∂J_2 die Amplitude der durch die Sprechröhre bewirkten Stromänderung ist. Bedeutet η den Wirkungsgrad der Hochfrequenzerzeugung, so schwankt die Antennenleistung zwischen:

$$\eta R_1 J_{10}^2 \left[1 - \frac{\partial J_2}{J_{10}}\right]^2 \text{ und } \eta R_1 J_{10}^2 \left[1 + \frac{\partial J_2}{J_{10}}\right]^2 .$$

Die Differenz dieser beiden Leistungswerte, der in der Antenne wirklich „beeinflußte" Leistungsbetrag ist dann:

$$D(L_A) = 4\,\eta \cdot R_1 \cdot J_{10}^2 \cdot \frac{\partial J_2}{J_{10}}$$

oder da:

$$L_{20} = \Delta_0 J_{20} = J_{10} R_1 J_{20}:$$

$$D(L_A) = 4\,\eta L_{20} \frac{\partial J_2}{J_{20}} \qquad (22)$$

Da nun für genügend große Spannung am Gitter der Sprechröhre mit großer Annäherung: $\partial J_2 = J_{20}$ werden kann, ohne daß merkbare Verzerrungen eintreten, erhält man den größtmöglichst in der Antenne kontrollierbaren Leistungsbetrag:

$$D(L_A) = 4\,\eta\, L_{20} \qquad (23)$$

Der in der Antenne maximal kontrollierbare Leistungsbetrag ist also völlig unabhängig von der Grundleistung, dem Niveau, auf dem sich die periodischen Schwankungen abspielen, und hängt lediglich von der Grundleistung der Sprechröhre, also von der Typengröße derselben ab. Eine Vergrößerung der Leistungsschwankungen in der Antenne kann also, sobald die Grenze der Belastungsfähigkeit einer gewissen Sprechröhrentype erreicht ist, nur dadurch erkauft werden, daß eine größere Sprechröhre gewählt wird. Eine Vergrößerung der Zahl der schwingungserzeugenden Röhren oder eine Erhöhung der Betriebsspannung — in welchem Falle, sobald die Belastungsfähigkeit der Sprechröhre erreicht ist, diese durch eine geeignete negative Vorspannung vor Überlastung zu schützen ist —, hat also keinen Zweck und erhöht nur die von der Kraftquelle zu liefernde Gesamtleistung.

Dessenungeachtet ist aber die Ausnutzung der Sprechröhre und damit die Ökonomie dieses Systems eine außerordentlich hohe, denn wie Gleichung (23) zeigt, kann man mit einer Rohre, die z. B. einer Dauerbelastung von 250 Watt gewachsen ist, und bei einem Wirkungsgrad der Schwingungserzeugung von 60 % in der Antenne eine Leistung von 4 · 0,6 · 250 = 600 Watt kontrollieren. Nach dem Bisherigen ist es klar, daß es am günstigsten ist, die Verhältnisse so zu wählen, daß I_{10} höchstens um 10 — 25 % größer ist als I_{20}, und zwar wird man diesen prozentual geringen Betrag zugeben, um sicher zu sein, daß Verzerrungen der Beeinflussungscharakteristik ausgeschlossen

sind. Für: $I_{10} = I_{20}$ und also auch: $L_{10} = L_{20}$ wird die von der Kraftquelle zu liefernde Leistung:

$$L_M = 2\,L_{10} = 2\,L_{20} \tag{24}$$

Da nun die bei dieser angewandten Leistung in der Antenne maximal kontrollierbare Leistung nach Gleichung (23) gleich: $4\,\eta\,L_{20}$ ist, so wird:

$$D(L_A) = 2\,\eta\,L_M \tag{25}$$

Für $\eta = 50\,\%$ wird die telephonisch kontrollierbare Antennenleistung gleich der von der Kraftquelle gelieferten Leistung. In bezug auf

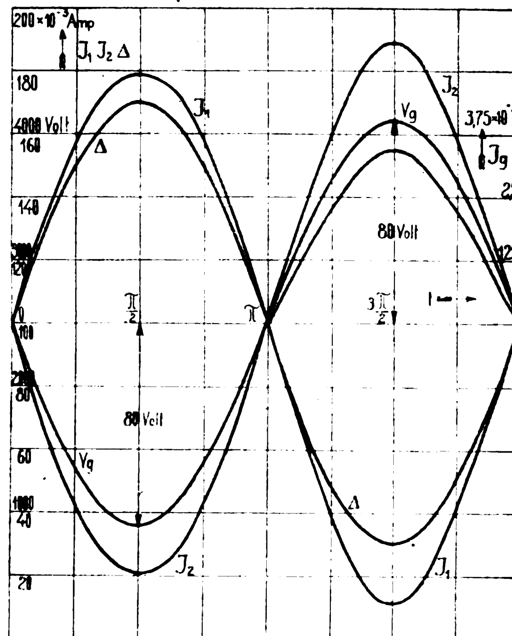


Fig. 14.

diese kontrollierbare Telephonieleistung hat der Sender also den Wirkungsgrad $100\,\%$. Für einen Wirkungsgrad des Schwingungserzeugers, der größer ist als $50\,\%$ wird der telephonische Wirkungsgrad sogar größer als $100\,\%$. Bei $\eta = 65\,\%$ würde der letztere $130\,\%$ betragen.

Dieses Paradoxon hat natürlich seinen Grund in der hier dem praktischen Bedürfnis angepaßten Definition des „telephonischen“

Wirkungsgrades, indem hierbei momentane Leistungswerte, und nicht, wie der eindeutige Begriff „Wirkungsgrad“ verlangen würde, zeitliche Leistungsmittelwerte verglichen werden. Die günstige Wirkung der Stabilisierungsdrossel D als elektrischer Energiespeicher oder als Schwungrad ist nach den vorigen Ausführungen unverkennbar. In Fig. 14 ist unter Zugrundelegung der in Fig. 9 entwickelten Beeinflussungscharakteristik für eine sinusförmige Gitterspannung mit einem Scheitelwert von

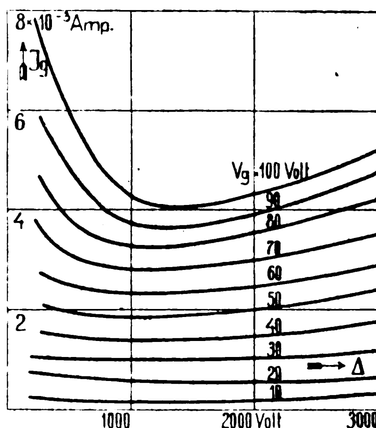


Fig. 15.

80 Volt der zeitliche Verlauf von Δ, I_1 und I_2 graphisch dargestellt. Der Verlauf des der Schwingungsröhre zugeführten Anodenstromes und damit der mit diesem proportionale Verlauf der Amplitude der Hochfrequenzschwingungen in der Antenne läßt sich durch die Fouriersche Reihe:

$$J_1 = [98{,}4 + 83{,}4 \sin \omega t + 2{,}7 \cos 2\,\omega t - 0{,}22 \sin 3\,\omega t - 0{,}86 \cos 4\,\omega t \pm \cdots]\,10^{-3}$$

darstellen. Die Abweichungen von der reinen Sinusform sind also praktisch belanglos.

Außerdem wurde der von dem Gitter der Sprechröhre aufgenommene Strom: J_g aus der durch Messung ermittelten Gitterstrom-Kurvenschar (Fig. 15) für je zwei zusammengehörige Werte von Δ und V_g bestimmt und in die Figur abhängig von der Zeit eingetragen.

In Fig. 16 wurde schließlich die Leistung: $L_1 = \Delta \cdot I_1$ und $L_2 = \Delta \cdot I_2$ und außerdem die dem Sprechröhrengitter zugeführte Leistung: $L_g = V_g \cdot J_g$ in ihrer Abhängigkeit von der Zeit eingetragen.

Während die der Schwingungsröhre zugeführte Leistung für eine Gitterspannung von 80 Volt zwischen 760 und 20 Watt periodisch schwankt, zeigt die der Sprechröhre zugeführte Leistung stets dann ein Maximum (250 Watt), wenn $V_g = 0$, was ganz selbstverständlich ist, da für $V_g = 0$ nach der der Fig. 9 zugrundeliegenden Annahme: $I_{10} = I_{20}$ die beiden Röhrenwiderstände gleich sind, was ein Leistungsmaximum in dem variablen Widerstand R_2 bedingt.

Fig. 16.

Der Mittelwert der vom Gitter der Sprechröhre aufgenommenen Leistung: $\frac{1}{T}\int_0^T V_g J_g \, dt$ beträgt nur 0,068 Watt. Es bereitet natürlich keine Schwierigkeit, unter Verwendung eines einzigen Mikrophons und eines richtig dimensionierten Sprechtransformators diesen geringen Leistungsbetrag für das Gitter der Sprechröhre aufzubringen. Bedenkt man ferner, daß mit diesen von außen zugeführten 0,068 Watt bei einem Wirkungsgrad der Hochfrequenzerzeugung von z. B. 60 % in der Antenne 445 Watt kontrolliert werden können, so kann man sich keinem Zweifel mehr darüber hingeben, daß dieses System mit seiner linearen Beeinflussungscharakteristik ein drahtloses Telephonrelais von ganz idealer Beschaffenheit darstellt.

In Fig. 17 ist schließlich die prinzipielle Schaltung des ganzen

Systems gegeben und zwar unter der Annahme, daß als Stromquelle eine Gleichstrom-Hochspannungsmaschine verwendet wird.

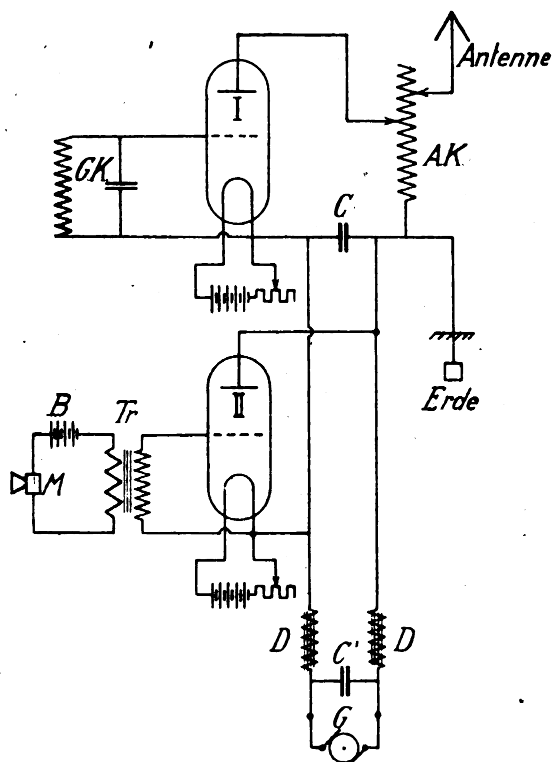


Fig. 17.

Es bedeutet in diesem Schaltbilde:

I = die schwingungserzeugende Röhre,
GK = deren Gitterkreis,
AK = deren Arbeits- resp. Antennenkreis,
II = die Sprech- oder Beeinflussungsröhre,
Tr = den Sprechtransformator,
M = das Mikrophon,
B = die Mikrophonstrombatterie,
C = den Hochfrequenz-Überbrückungskondensator,
D = die Stabilisierungsdrosseln,
C' = den Ausgleichskondensator,
G = die Hochspannungsquelle.

Der Ausgleichskondensator hat den Zweck, beim Betrieb mit einer Gleichstromhochspannungsmaschine die durch den Kollektor der Maschine bedingten Spannungsschwankungen, die sich im Empfang in Form des sogenannten Kollektortones recht unliebsam bemerkbar machen, auszugleichen, während derselbe Kondensator bei Betrieb mit gleichgerichtetem, hochgespanntem Wechselstrom den bei der Gleichrichtung dem Gleichstrom überlagerten Wechselstrom von der doppelten Grundfrequenz für den Sender unschädlich zu machen hat.

Aus einer beträchtlichen Reihe angestellter Sende- und Reichweitenversuche mit diesem Telephonsystem herausgegriffen, sei hier erwähnt, daß z. B. Ende November 1919 Verfasser persönlich gelegentlich ausgeführter Empfangsversuche in einer Nürnberger Militärstation Gespräche bei völliger Klarheit der Sprache und bei einer Lautstärke von etwa 7,5 Ω (Telephonwiderstand: 4000 Ω) aufnehmen konnte, während der Sender in Berlin mit etwa 600 Watt arbeitete. Gelegentlich anderer im Frühjahr 1921 angestellter Reichweitenversuche zwischen Berlin und Dresden war der Empfang (mit einem Dreiröhren-Empfänger) noch klar und durchweg verständlich, nachdem in Berlin die Antennenstromstärke bis auf 2,5 Amp. (Antennenwiderstand: 10 Ω) herabgesetzt wurde.

Die Vorversuche für die in vorliegendem beschriebene Telephonieschaltung führte der Verfasser im Herbst 1918 aus. Die laboratoriumsmäßige Durchentwicklung nahm die Zeit bis etwa Ende desselben Jahres in Anspruch. Bereits in den ersten Monaten des Jahres 1919 konnten bei der Firma Dr. Erich F. Huth die ersten Telephoniesender nach diesem System in Bau gegeben werden. Durch die Publikation: „Naval aircraft radio“ in: „Proceedings of the Institute of radio Engineers“ vom Februar und April 1920 erfuhr der Verfasser im Sommer desselben Jahres, also zu einer Zeit, in der die Firma Dr. Erich F. Huth bereits fertige Sender nach diesem System geliefert hatte, daß diese Telephonieschaltung in Amerika bereits während des Krieges das Licht der Welt erblickt und dort auch eine starke Einführung gefunden hat.

Über das Solenoid mit rechteckigem Windungsquerschnitt.

Von **A. Esau.**

(Mitteilung aus dem Laboratorium der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie — Telefunken — Berlin.)

In einer unter dem obigen Titel erschienenen Arbeit[1]) beschäftigt sich Herr Yasujiro Niwa mit dem Feld und dem Selbstinduktionskoeffizienten eines einlagigen Solenoides mit rechteckigem, bzw. quadratischem Windungsquerschnitt. Für den Koeffizienten der Selbstinduktion gelangt er zu einer außerordentlich einfachen Formel, die auf Spulen von beliebig hoher Windungszahl anwendbar ist.

Ihre Richtigkeit vorausgesetzt, würde sie eine sehr willkommene Ergänzung der von mir abgeleiteten Formel[2]) darstellen, deren Anwendungsgebiet auf Windungszahlen von 25 beschränkt worden ist. Da sie außerdem an Einfachheit nichts zu wünschen übrig läßt, so würde sie auch aus diesem Grunde in der Technik für die Vorausberechnung von Rahmenantennen ein sehr wertvolles Hilfsmittel darstellen.

Zuvor aber wird es sich als notwendig erweisen, den Nachweis ihrer Richtigkeit zu erbringen, da eine experimentelle Prüfung bisher nicht vorliegt.

I. Formel von Niwa.

Bezeichnet man die Seitenlänge des Solenoidquerschnittes, der quadratisch vorausgesetzt wird, mit a, die Gesamtwindungszahl mit n, die Ganghöhe mit g, die Windungszahl pro Längeneinheit der Spule mit z, und ihre Länge mit l, so läßt sich die Formel von Niwa schreiben in der Form

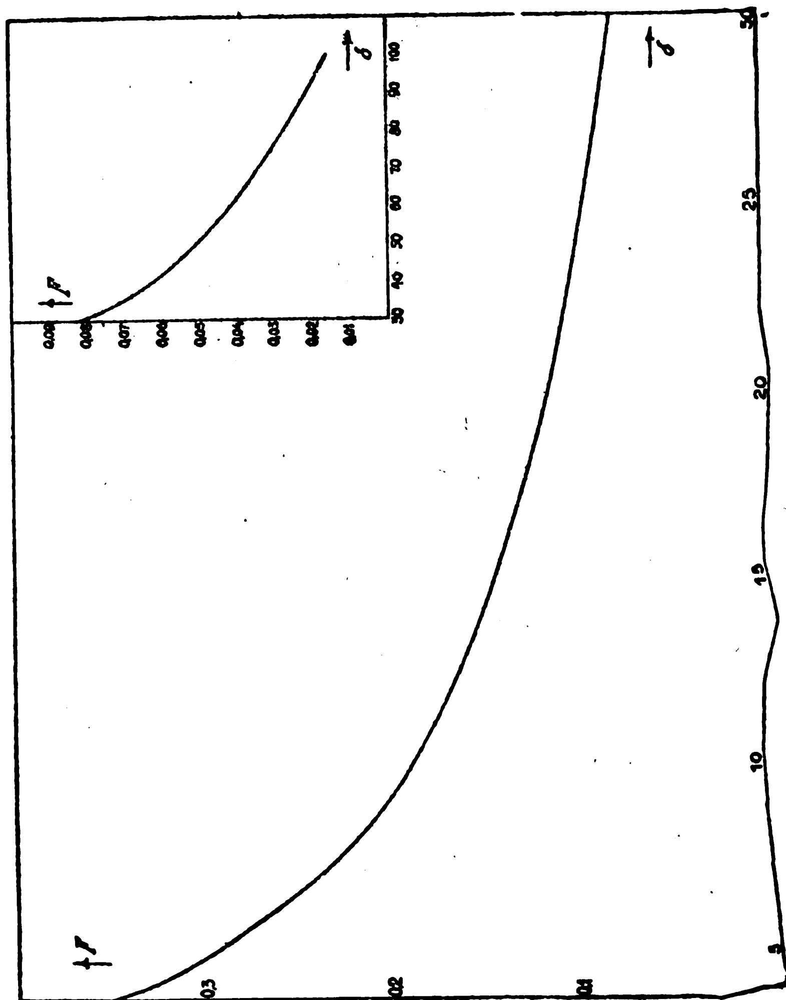
$$L = 4\pi n \cdot z a^2 \cdot F$$

$$\begin{aligned} F = \frac{1}{\pi}\Big\{ & 4 \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1+2\delta^2}} - \delta\left[1{,}8466 + \ln \frac{(\sqrt{1+2\delta^2}-\delta)^2}{1+\delta^2}\right] \\ & + \frac{1}{\delta}\left[\ln \frac{(\sqrt{1+2\delta^2}-)^2}{1+\delta^2} - \ln(\sqrt{1+\delta^2}-\delta)^2\right] \\ & + \frac{2}{3\delta^2}\left[1 + (1+2\delta^2)^{3/2} - 2(1+\delta^2)^{3/2}\right] \\ & + 2\left[\sqrt{1+\delta^2} - \sqrt{1+2\delta^2}\right]\Big\} \end{aligned}$$

1) Niwa, Journal of Electrical Society of Japan, 1919.

2) A. Esau, Jahrb. f. drahtl. Telegraphie 14, S. 272, 1919.

F ist eine Funktion des Verhältnisses $\frac{\text{Seitenlänge } \delta}{\text{Spulenlänge } l}$ die für unendlich lange Spulen, d. h. $l = \infty$ den Wert 1 annimmt. Für alle endlichen Spulen wird $F < 1$.



Die Berechnung des Selbstinduktionskoeffizienten einer gegebenen Spule geht in der Weise vor sich, daß man zunächst den Ausdruck $4 \pi n z a^2$ bestimmt und ihn dann mit dem Wert von F multipliziert, der aus der folgenden Tabelle oder Kurve entnommen werden kann.

Sie reichte ursprünglich nur bis zum Werte $\delta = 5$, ist aber von mir bis $\delta = 100$ erweitert worden, da gerade dieses Intervall ein erhöhtes praktisches Interesse beansprucht.

δ	F	δ	F
0,0	1,0000	2,0	0,5029
0,1	0,9543	3,0	0,4106
0,2	0,9117	4,0	0,3493
0,3	0,8721	5,0	0,3056
0,4	0,8356	7,5	0,2349
0,5	0,8017	10,0	0,1917
0,6	0,7705	15,0	0,1465
0,7	0,7408	20,0	0,1187
0,8	0,7139	30,0	0,0831
0,9	0,6893	50,0	0,0509
1,0	0,6666	70,0	0,0345
		100,0	0,01646

II. Vergleich der Formel von Niwa mit der des Verfassers.

Die Niwasche Formel läßt sich auf ihre Gültigkeit prüfen durch einen Vergleich mit dem vom Verfasser aufgestellten Ausdruck, dessen Richtigkeit experimentell bewiesen worden ist.

Zu diesem Zweck sind für eine Reihe von Spulen der verschiedensten Abmessungen die Werte ihrer Selbstinduktionskoeffizienten berechnet und in die folgende Tabelle eingetragen worden.

Es bedeuten: a Seitenlänge des Spulenquerschnittes, n Gesamtwindungszahl, 2ϱ Drahtstärke, g Ganghöhe, δ Verhältnis $\frac{\text{Seitenlänge}}{\text{Spulenlänge}}$, L_E, L_N Selbstinduktionskoeffizienten nach Esau, bzw. Niwa berechnet, ΔL die Abweichungen beider Werte in %.

a cm	n	2ϱ cm	g cm	$g/2\varrho$	δ	L_E cm	L_N cm	ΔL %
71,3	10	0,2	1	5	7,9	$1{,}609 \cdot 10^5$	$1{,}611 \cdot 10^5$	0,13
101,5	10	0,2	1	5	11,3	$2{,}566 \cdot 10^5$	$2{,}86 \cdot 10^5$	0,28
173	22	0,1	0,3	3	27,5	$2{,}68 \cdot 10^6$	$2{,}606 \cdot 10^6$	2,7
1000	6	0,2	20,0	100	10	$1{,}014 \cdot 10^6$	$0{,}867 \cdot 10^6$	14,0
4000	6	0,2	20,0	100	40	$5{,}772 \cdot 10^6$	$4{,}033 \cdot 10^6$	19,0
8000	6	0,2	20,0	100	80	$1{,}312 \cdot 10^7$	$7{,}817 \cdot 10^6$	40,0
1000	6	0,2	4,0	20	50	$1{,}3927 \cdot 10^6$	$1{,}1514 \cdot 10^6$	17,0
1000	10	0,2	4,0	20	27,7	$3{,}3422 \cdot 10^6$	$3{,}098 \cdot 10^6$	7,0
1000	12	0,2	4,0	20	22,7	$4{,}565 \cdot 10^6$	$4{,}40 \cdot 10^6$	3,7
1000	20	0,2	4,0	20	13,16	$1{,}0842 \cdot 10^7$	$1{,}0584 \cdot 10^7$	2,4
400	6	0,2	0,8	4	100	$6{,}0288 \cdot 10^5$	$2{,}979 \cdot 10^5$	50
400	12	0,2	0,8	4	45,6	$2{,}074 \cdot 10^6$	$1{,}81 \cdot 10^6$	12
400	20	0,2	0,8	4	26,3	$5{,}0928 \cdot 10^6$	$4{,}9745 \cdot 10^6$	2,3
400	23	0,2	0,8	4	22,7	$6{,}497 \cdot 10^6$	$6{,}41 \cdot 10^6$	1,3
100	12	0,2	0,8	4	11,4	$3{,}626 \cdot 10^5$	$3{,}62 \cdot 10^6$	0,17
100	20	0,2	0,4	2	13,16	$1{,}0473 \cdot 10^6$	$1{,}058 \cdot 10^6$	1,0

Wie aus der Tabelle hervorgeht, stimmen die nach beiden Formeln berechneten Selbstinduktionswerte für gewisse Spulenabmessungen sehr nahe überein. Abweichungen treten ein, wenn die Spule kürzer und kürzer wird und wenn die Windungen weit voneinander entfernt sind, d. h. die Ganghöhe der Spule beträchtlich wird. Der Einfluß der Länge tritt aber ersichtlich viel stärker hervor als der der Ganghöhe. So verhalten sich die Abweichungen beispielsweise bei einem Verhältnis $\delta = 1:2$ wie $1:3$, während für zwei Ganghöhen, die im Verhältnis $1:5$ stehen, die Unterschiede in den Selbstinduktionswerten gleich $1:2{,}8$ werden.

Spulenlänge in erster und Ganghöhe in zweiter Linie bestimmen also den Gültigkeitsbereich der Niwaschen Formel. Je kleiner die Ganghöhe gewählt wird, um so kleiner kann man das Verhältnis $\frac{\text{Länge}}{\text{Seitenlänge}}$ wählen.

Bei den Abmessungen der Rahmenantennen, wie sie in der drahtlosen Technik gebräuchlich sind, erhält man bei einem Verhältnis $\frac{g}{2\varrho} \leqq 4-6$ und $\frac{l}{a} \geqq \frac{1}{20} - \frac{1}{25}$ nach der Niwaschen Formel L-Werte, die nur um 1—2 % von den wirklichen, nach der Formel des Verfassers berechneten, abweichen. In diesem Intervall ist die Berechnung nach Niwa zweifellos einfacher durchzuführen wie nach der Formel des Verfassers.

Wird die Spule aber noch kürzer und die Ganghöhe größer, so kann die obige Formel nicht mehr angewendet werden, da in diesem Falle erhebliche Fehler auftreten, wie aus der Tabelle ersichtlich ist. Man muß hier auf die Formel des Verfassers zurückgreifen. die in dem ganzen Gebiet strenge Gültigkeit besitzt mit der einzigen Einschränkung, daß die zur Vereinfachung der Rechnung mitgeteilten Tabellen und Kurven nicht über eine Windungszahl von 25 hinausgehen.

Zusammenfassung.

Die von Niwa für die Selbstinduktionskoeffizienten von Solenoiden mit quadratischem Windungsquerschnitt (Rahmenantenne) aufgestellte Formel ergibt richtige Werte, solange das Verhältnis $\frac{\text{Länge der Spule} = l}{\text{Seitenlänge} = a} = \delta$ den Wert von 0,05—0,04 nicht übersteigt und der Ausdruck $\frac{g}{2\varrho}$ nicht größer als 4—6 wird.

Bei größer werdender Ganghöhe erhält man nur bei verkleinertem δ genaue Werte.

Spulen von geringer Länge und großer Ganghöhe müssen nach der Formel des Verfassers berechnet werden, da die von Niwa unter diesen Verhältnissen nicht mehr gültig ist.

Referate.

Lewis M. Hull, The Cathode-Ray Oscillograph and its Application in Radio Work. Proc. Inst. Rad. Eng. **9**. 2, S. 130, 1921.

Die Arbeit beschreibt in großen Zügen den gegenwärtigen Stand der Technik der Braunschen Röhre und weist auf die Vorzüge dieses Apparates für Hochfrequenzuntersuchungen hin.

Die Konstruktion und der Betrieb von Röhren mit kalter Kathode werden zunächst besprochen. Der wichtigste Faktor einer solchen Röhre ist der Gasdruck. Er bestimmt bei gegebener Betriebsspannung die Intensität des Fluoreszenzfleckes und die Härte der Strahlen, also ihre Ablenkbarkeit durch elektrische oder magnetische Felder. Je heller der Fleck, um so geringer die Empfindlichkeit.

Beim Betrieb einer Röhre mit kalter Kathode treten Schwierigkeiten mannigfacher Art auf. Die durch Adsorption an der Glaswand haftende Luftschicht muß beim Evakuieren der Röhre durch Erhitzen derselben entfernt werden, andernfalls wird die Röhre nach dem Zuschmelzen rasch weich. Eine richtig gebaute Röhre mit kalter Kathode wird im Betriebe härter, was aber durch Einbau von Ventilen oder anderen Druckreguliervorrichtungen ausgeglichen werden kann. Zur Herstellung von Röhren eignen sich vorzüglich weiche, leicht bearbeitbare Glassorten. die möglichst wenig Luftadsorption aufweisen. Gegen Glasladungen in der Nähe der Kathode helfen von Zenneck und Roschansky angegebene besondere Konstruktionen der Kathode.

Die Spannungsempfindlichkeit einer Röhre mit Ablenkungskondensator ist aus den Konstruktionsdaten und der Betriebsspannung angenähert berechenbar: Formeln dafür werden angegeben.

Für die Erregung einer Röhre mit kalter Kathode, sind im allgemeinen 10000 bis 20000 Volt erforderlich. Nach den Erfahrungen

des Bureau of Standards eignen sich hierzu außer der Influenzmaschine auch vorzüglich durch Gleichrichterröhren rektifizierte Wechselspannungen.

Die Glühkathodenröhre hat vor der Röhre mit kalter Kathode gewisse Vorzüge. Während bei dieser stets ein Mittelweg zwischen Empfindlichkeit und Helligkeit des Fleckes gesucht werden muß, sind bei der Glühkathodenröhre beide Eigenschaften voneinander unabhängig. Die Empfindlichkeit vergrößert man durch Herabsetzung der Betriebsspannung, die bei der Glühkathodenröhre normalerweise etwa 500 Volt beträgt; die Helligkeit des Lichtfleckes kann durch stärkere Heizung erhöht werden. Der Gasdruck wird zweckmäßig auf ein Minimum herabgesetzt, damit er die Geschwindigkeit der Elektronen möglichst wenig verringert. Die Verwendung von Oxydkathoden erweist sich wegen der geringeren Temperatur bzw. Lichtemission als vorteilhaft.

Gute Zentrierung des Striktionsfeldes ist erforderlich, da sonst die Proportionalität der Ablenkung mit der ablenkenden Größe nicht gewahrt bleibt.

Das Braunsche Rohr wird im Hochfrequenzlaboratorium des Bureau of Standards im wesentlichen zu dreierlei verschiedenen Zwecken benutzt: 1. Zur Aufnahme der Kurvenformen hochfrequenter Ströme und Spannungen; 2. Zur Ermittelung der Stromspannungscharakteristik einer gegebenen Anordnung; 3. Zur Herstellung der Frequenzgleichheit zweier Schwingungskreise.

In einem Beispiel zu Aufgabe 1 werden Oszillogramme gegeben, welche die gedämpften Schwingungen eines Funkensenders zeigen. Der Kathodenstrahl wird in einer Richtung durch die zu untersuchende Schwingung abgelenkt, in der dazu senkrechten durch ein Hilfsfeld von entweder gleicher Frequenz und annähernd gleicher Dämpfung, so daß sich spiralenartige Kurven ergeben, oder von erheblich niedrigerer, geeigneter Frequenz (Wellenlänge ein ganzes Vielfaches der untersuchten), so daß die Kurvenform der untersuchten Schwingung direkt sichtbar wird. Die Figuren sind jedoch infolge des inkonstanten Verhaltens des Funkensenders wenig klar. $\lambda = 600$ m.

Speist man einen Röhrensender mit einer mittelfrequenten Anodenspannung (500 ~), so schwankt die Amplitude des Schwingungsstromes mit dieser Frequenz. Läßt man den Schwingungsstrom in der einen, ein sin-förmiges Hilfsfeld von der genannten Mittelfrequenz in der anderen Richtung ablenkend auf den Kathodenstrahl wirken, so entsteht eine Figur, deren Analyse die einhüllende Kurve der Amplituden

des Schwingungsstromes ergibt. Derartige Figuren werden ebenfalls gegeben. $\lambda = 1000$ m.

Als Beispiel zu Aufgabe 2 wird die Charakteristik einer Röhre kleiner Leistung bei Wellenlängen von $\lambda = 500$ m bis $\lambda = 2500$ m gezeigt. Infolge experimenteller Schwierigkeiten wurden hier die Figuren nicht aufgenommen, sondern nach den subjektiv beobachteten Kurven gezeichnet.

Ferner wird mit einer langsameren Hilfsfrequenz die Form des Schwingungsstromes untersucht. Hierbei ergeben sich ähnliche Figuren, wie sie auch von Glage und Edler (Arch. f. Elektrot. **10**, 1/2, S. 56, 1921) für den Zwischenkreisröhrensender gefunden wurden. Anschließend wird gemäß Aufgabe 3 auf die Möglichkeit hingewiesen, zwei Kreise mit Hilfe des Braunschen Rohres genau auf ein bestimmtes Frequenzverhältnis abzustimmen. Kriterium für richtige Einstellung des Verhältnisses ist das Stillstehen der aus beiden Schwingungen gebildeten Lissajous-Figur. Bei Verstimmung eines der Kreise beginnt die Figur zu wandern. Es muß jedoch durch besondere Abschirmungsmaßnahmen dafür gesorgt werden, daß beide Kreise sich nicht beeinflussen können. Die Abstimmung ist auf diese Weise viel genauer möglich als auf anderen Wegen, was für viele Hochfrequenzuntersuchungen von Wert sein kann. Zickner.

Patentschau.

Von **H. Eales.**

Schwingungserzeugung. Vakuumröhrengeneratoren.

In der britischen Patentschrift 150516 beschreibt Dr. Richard Whiddington in Leeds einen Röhrenschwingungsgenerator, dessen Schaltung in Fig. 1 dargestellt ist. Er verwendet eine Dreielektrodenröhre, die jedoch nicht vollkommen entlüftet ist, sondern noch Spuren von Gasen oder Dämpfen enthalten muß. Er hat gefunden, daß wenn eine solche nahezu vakuierte Röhre die Gase oder Dämpfe vom Molekulargewicht m und der Ionenladung e enthält, ein positives Gitterpotential V gegenüber der Glühkathode erhält, Schwingungen einer bestimmten

Frequenz $n = f(m, e, V)$ entstehen. Die Schwingungen entstehen, auch wenn kein Kapazität und Selbstindikation enthaltender Schwingungskreis vorhanden ist. Da die Frequenz der entstehenden Schwingungen auch von den Abmessungen der Röhre abhängt, also für verschieden dimensionierte Röhren verschieden ist, so kann man die Frequenz symbolisch genauer ausdrücken durch $n = f(m, e, V, d)$, worin d die Dimensionierung andeutet. Die Wirkung der Schwingungserzeugung kann erklärt werden durch die Ionisierung, die im Raume zwischen

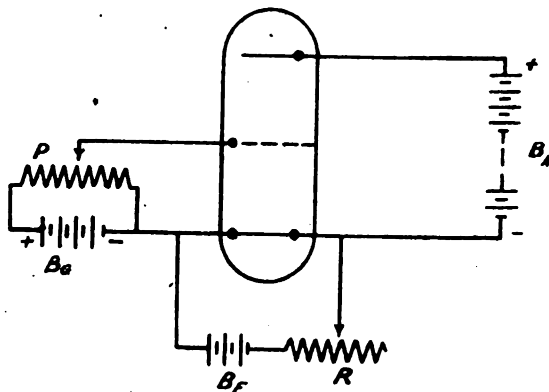


Fig. 1.

dem Gitter und der Anode durch das Zusammenprallen der durch das Gitter hindurch tretenden Elektronen entsteht, wenn sie sich der Anode mit einer Geschwindigkeit nähern, die durch die Anodenspannung bestimmt ist. Die positiven Teilchen der Ionenwolke bewegen sich nach der Glühkathode mit einer Geschwindigkeit, die durch das Gitterpotential V und den besonderen Wert von $\frac{e}{m}$ der betreffenden Ionen bestimmt wird. Diese positiven Ionen brauchen daher eine bestimmte Zeit, um die Glühkathode zu erreichen, und während dieser Zeit entwickeln sie durch den bekannten Vorgang des Aufprallens (örtliches Bombardement) eine große Menge Elektronen, die infolge ihres Durchganges durch das Gitter den Prozeß der Schwingungserzeugung wiederholen. Die Theorie dieser Wirkung ist von Whiddington im Novemberheft 1919 der Radio Review näher beschrieben worden. Die Erfindung macht also von dieser neuen Eigenschaft einer weichen Röhre Gebrauch, indem der Wert für das positive Gitterpotential so gewählt wird, daß für ein gegebenes Anodenpotential Schwingungen

innerhalb der Röhre erzeugt werden. Die einfachste Ausgestaltung und Schaltung ist in Fig. 1 dergestellt, in der eine Batterie B_A ein stetiges positives Potential von angenommen 100 Volt an die Anode, und eine Batterie B_G mit Hilfe des Potentiales P ein positives Potential an das Gitter liefert; letzteres überschreitet für gewöhnlich nicht einige Volt. Die Batterie B_F mit dem Vorschaltwiderstand R dient nur

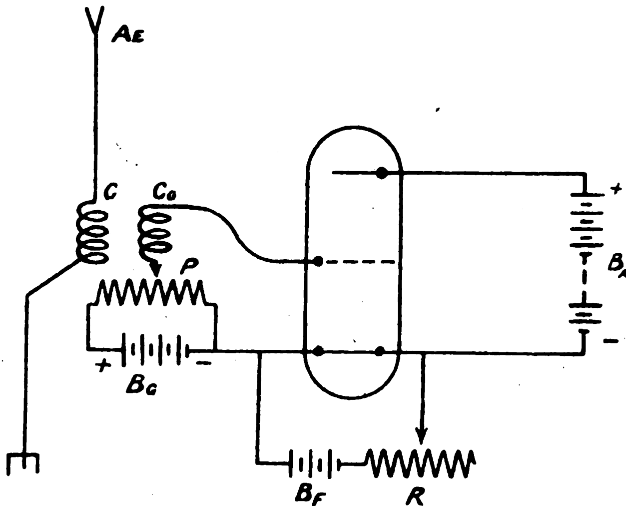


Fig. 2.

zur Heizung der Glühkathode. Auf diese Weise ist ein abgestimmter Ionenoszillator geschaffen, der völlig unabhängig von Kapazitäts- und Induktionskreisen ist und bei dem die Schwingungsfrequenz nur durch das positive, an das Gitter gelegte Potential bestimmt ist. Wenn nun auch für die Wirkung keine Kapazitäts- und Selbstinduktionskreise erforderlich sind, kann man trotzdem gemäß Fig. 2 solche verwenden, woselbst eine Induktanz C_G im Gitterkreis eingeschaltet ist. Diese Spule, zu der gegebenenfalls noch ein Kondensator parallel geschaltet werden kann, beeinflußt in keiner Weise die Frequenz des Röhrengenerators, sondern dient nur dazu, die Schwingungsenergie auf einen anderen zweckmäßig abgestimmten Kreis, hier auf den Antennenkreis A_E mit Hilfe der Kopplungsspule C zu übertragen. Die Anordnung kann auch als ein besonders empfindlicher Empfänger für elektrische Schwingungen verwendet werden. Denn wenn in Fig. 2 ein Telephonhörer z. B. in den Anodenkreis eingeschaltet wird und Hochfrequenzschwingungen von der Antenne aufgefangen werden, so kann nicht

nur in der gewöhnlichen Weise abgestimmt werden durch Einstellung der Spule C und C_G. bzw. des wie oben erwähnt, dort parallel geschalteten Kondensators, sondern außerdem ist noch eine besondere Abstimmung ermöglicht, indem durch Einstellung des Wertes des positiven Gitterpotentials die Ionenschwingungen innerhalb der Röhre auf Resonanz mit den ankommenden Schwingungen abgestimmt werden. Man kann die Anordnung auch zum Überlagerungs- oder Schwebungsempfang anwenden; durch geringe Verstellung des Potentiometers P

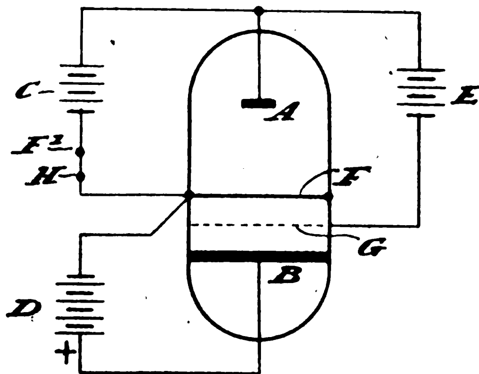


Fig. 3.

wird eine Verstimmung hergerufen, so daß die Frequenz der Röhrenschwingungen etwas verschieden ist von der der ankommenden Signale und so Schwebungen erzeugen.

Die britische Patentschrift 166260 von John Scott-Taggart in London beschreibt eine Elektronenröhrenanordnung mit zwei oder mehr Anoden, die als negativer Widerstand wirkt und die daher mit dem Namen „Negatron“ bezeichnet wird. Dieser negative Widerstand wird gemäß dem genannten Patent durch eine Verteilung der von der Kathode ausgehenden Elektronen auf die beiden Anoden erreicht, die nicht auf der Auslösung sekundärer Elektronen an den Anoden, sondern auf der Ablenkung derjenigen Elektronen auf die eine der Anoden, die anderenfalls auf die andere Anode übergehen würden, beruht. In Fig. 3 ist die Schaltung dieses Negatrons dargestellt. Es sind zwei Anoden A und B in Form voneinander parallelen Platten zu beiden Seiten der Elektronen aussendenden Glühkathode F; außerdem ist auf der einen Seite der Röhre ein Steuergitter G vorgesehen. Zweckmäßigerweise soll die Anode A kleiner als die Anode B sein, wie dies auch

Fig. 3 erkennen läßt. Die Batterie E liefert lediglich ein geeignetes vorzugsweise negatives Arbeitspotential für das Gitter G. Die Batterien C und D sind so mit der Anode und der Kathode verbunden, daß sie die Anoden positiv gegenüber der Glühkathode aufladen und so Elektrodenströme von der Kathode nach den beiden Anoden senden. Die Temperatur der Glühkathode ist zweckmäßig so eingestellt, daß die Summe der Ströme nach der A- und B-Anode gleich ist der gesamten Elektronenemission der Glühkathode. Angenommen, es werde der Elektrode G durch die veränderliche Spannungsquelle E ein genügend hohes Potential gegeben, um den B-Anodenstrom auf einen niedrigen Wert zu bringen, dann wird ein stetiger A-Anodenstrom fließen. Wird nun das Potential von A erhöht, so wird dadurch das Potential von G in bezug auf F ebenfalls erhöht. Infolgedessen beginnt ein größerer B-Anodenstrom zu fließen, und die Elektronen, die für gewöhnlich von F nach A fließen würden, werden nach B abgelenkt und der A-Anodenstrom wird daher verringert, statt zuzunehmen, wie dies sonst einer Zunahme des Potentials von A entsprechen würden. Der Kreis $A\,C\,F$ besitzt daher eine negative Charakteristik und wenn man in den Kreis $A\,C\,F$ irgendeinen positiven Widerstand einschaltet, so wird dieser effektive Widerstand verringert oder sogar neutralisiert. Die Verringerung des A-Anodenstroms, die durch diese Elektronenablenkung nach der B-Anode bedingt ist, kann größer werden als die normale Zunahme des A-Anodenstroms beträgt, die von der Zunahme des A-Anodenpotentials herrührt; in diesem Falle wirkt die Anordnung als negativer Widerstand wie vorher beschrieben. Durch Veränderung der Glühtemperatur der Kathode oder durch Wahl der Abstände der Elektroden voneinander kann die Wirkung abgeändert werden. Es kann auch zwischen F' und H der Stromkreis $A\,C\,F$ unterbrochen und das Gitter G mit dem Punkt F' verbunden werden, wobei dann der Kreis, dessen positiver Widerstand verringert werden soll, zwischen die Punkte F' und H geschaltet wird. Die Anordnung kann entweder als Spannungserhöher oder als Stromverstärker benutzt werden. Im ersteren Falle wird ein äußerer Widerstand in den A-Anodenkreis geschaltet und der positive Widerstand nahezu gleich dem negativen Widerstand gemacht; im zweiten Fall wird der äußere Widerstand parallel zum A-Anodenkreis geschaltet. Um die Anordnung als Wellenempfänger zu benutzen, wird der Empfangsschwingungskreis in Reihe mit dem A-Anodenkreis und einem durch einen Kondensator überbrückten Telephonhörer geschaltet; man kann hierzu auch zwischen die positive Seite von C und die Anode die Strecke Gitter—Kathode

eines Gitterröhrenempfangsapparates schalten, wodurch die Verluste im Steuergitterkreis der Empfängerröhre kompensiert werden. Die Hauptanwendung des Negatrons besteht aber in der Schwingungserzeugung. Der Schwingungskreis wird dann zwischen die Anode *A* und die positive Seite der Batterie, die beide Anodenkreise speist, geschaltet.

Henry Joseph Round beschreibt in der britischen Patentschrift 150037 Anordnungen von Röhrengeneratoren, mit denen er die Ver-

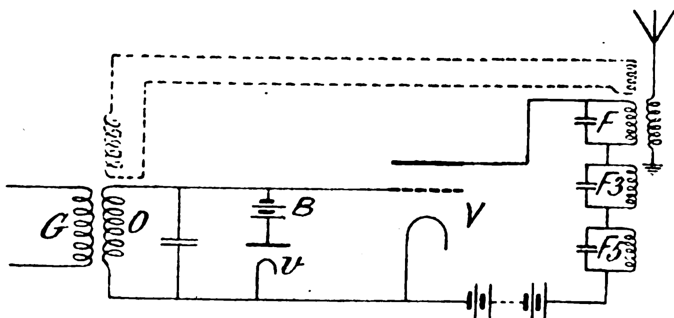


Fig. 4.

luste durch innere Erwärmung verringern will. Er hat gefunden, daß wenn die Anordnung so getroffen wird, daß der von der Anordnung erzeugte Strom eine rechteckige Amplitudenform hat, nahezu die

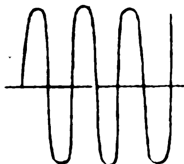


Fig. 5.

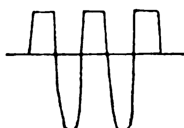


Fig. 6.



Fig. 7.

Gesamtenergie, die von der Gleichstromquelle geliefert wird, in Hochfrequenzenergie verwandelt werden kann. Zu diesem Zwecke benutzt er die Schaltung nach Fig. 4. Die Gitterröhre *V* wirkt als Relaisröhre und wird fremdgesteuert von einem Hochfrequenzschwingungskreis *O*, der von *G* aus erregt wird. Parallel zur Gitterkathode der Reihe *V* ist eine Ventilreihe *v* geschaltet, der noch eine Batterie *B* vorgeschaltet ist. Wenn dann vom Schwingungskreis *O* Spannungen von der Form der Fig. 5 geliefert werden, wird die Spannung zwischen Gitter und Glühkathode der Röhre *V* die Form der Fig. 6 annehmen;

im Anodenkreis der Röhre V entstehen die Pulsströme der Form Fig. 7. In diesem Anodenstromkreis sind dann außer dem auf die Grundfrequenz abgestimmten Kreis F noch zwei andere Schwingungskreise F_3 und F_5 eingeschaltet, die auf die dritte und die fünfte Oberschwingung abgestimmt sind. Statt der Fremderregung durch G kann auch, wie in Fig. 4 punktiert angedeutet, eine Rückkopplung treten.

Arthur Kenneth Macrorie und Harold Morris-Airey in Portsmouth beschreiben in der britischen Patentschrift 162773 eine Röhrenschaltung, die eine gesteigerte Wirkung und geringere Verluste durch Er-

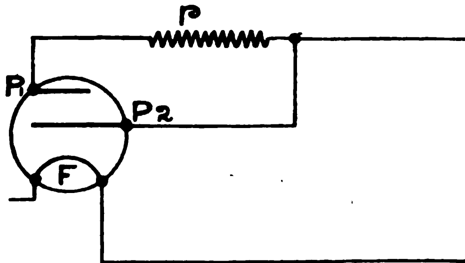


Fig. 8.

hitzung gewährleistet. Das Wesen besteht darin, daß vor der Anode (P_1 in Fig. 8) eine zweite oder Hilfsanode P_2 angeordnet wird, die gitterförmig ausgestattet ist und die Wirkung hat, die Zahl der Elektronen, die durch sie hindurchfliegen und die Hauptanode erreichen, zu regeln. Diese Hilfsanode P_2 ist mit einen äußeren Widerstand r verbunden; sie erzeugt somit ein verzögerndes elektrostatisches Feld, das die Elektronen bremst und somit die Erhitzung der Hauptanode P_1 infolge Aufpralls der Elektronen verringert. Diese Anordnung kann auch bei Gitterröhren, z. B. für Sendeschaltungen benutzt werden, wobei dann die Hilfsanode zwischen die Hauptanode und das Gitter tritt.

Drahtlose Telephonie und Telegraphie. Mehrfachverkehr.

Die britische Patentschrift 146988 der Western Electric Co. Ltd. in London betrifft eine Vielfachtelephonieanordnung mittels modulierter Trägerwellen. In Fig. 9 ist die Senderanordnung dargestellt. 1 ist ein Hochfrequenzerzeuger für beispielsweise 1000000 Wechsel pro Sekunde und 2 ein von 1 gespeister Eingangskreis für die Verstärker- oder Relaisröhre 7. 3 ist eine Schwingungserzeuger für niedrigere Frequenz, z. B. 40000 Wechsel pro Sekunde und 3′ 3″ usw. sind andere Schwingungserzeuger für voneinander abweichende Fre-

quenzen derselben Größenordnung. 4 ist eine Relais- oder Verstärkerröhre, deren Eingangskreis mit dem Generator 3 und zugleich mit dem Mikrophonkreis 5 gekoppelt ist. 6 ist der zugehörige Anodenkreis, der mit dem Kreis 2 gekoppelt ist. Gleiche Schaltung zeigen die mit Indizes bezeichneten Teile.

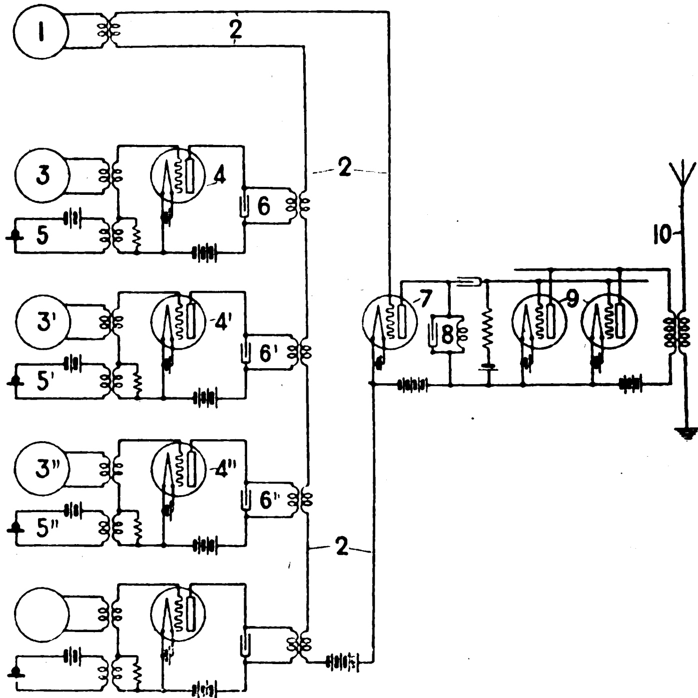


Fig. 9.

Es werden dann also der Verstärkerröhre 7 erstens Hochfrequenzwellen von 1 und zweitens Mittelfrequenzwellen von 3, 3′ usw. aufgedrückt, die ihrerseits durch die Mikrophonströme 5, 5′ usw. **im Sprechrhythmus** moduliert sind.

Fig. 10 zeigt eine zugehörige Vielfachempfangsanordnung, um die ausgesandten Nachrichten wieder voneinander zu sondern. 12 ist die Empfangsantenne, 13 ein Empfangskreis, der auf die Frequenz des Hochfrequenzgenerators 1 in Fig. 9 abgestimmt ist; 14 ist eine Verstärker- oder Relaisröhre, in deren Anodenkreis die auf die Frequenzen der Generatoren 3, 3′ usw. der Fig. 9 abgestimmten Kreise 15, 15′ usw.

eingeschaltet sind. Mit jeden dieser Kreise ist ein Schwingungskreis 16, 16′ usw. gekoppelt, der auf eine Empfangsröhre 17 usw. wirkt. Diese Anordnungen können ohne weiteres auch für Hochfrequenzlinientelephonie verwendet werden.

Sydney Brydon und Albert George Teeling in London schlagen in der britischen Patentschrift 166594 vor, zur telegraphischen oder telephonischen Beeinflussung und Modulierung von Röhrensenderschwingungen in die Speiseleitung des Röhrengenerators Steuerröhren einzuschalten, deren Gitterspannung entweder durch einen Morsetaster oder durch Mikrophonströme beeinflußt wird.

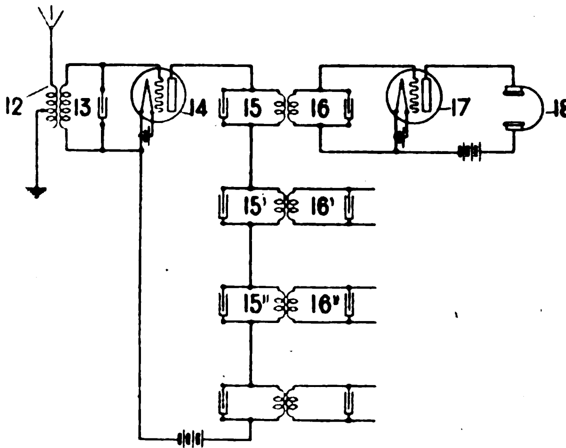


Fig. 10.

William Theodore Ditcham in Twickenham beschreibt in der britischen Patentschrift 162761 eine Senderanordnung für Röhrengeneratoren, bei der im Speisestromkreis bei Wechselstromspeisung eine Drosselspule mit Eisenkern und bei Gleichstromspeisung ein Widerstand eingeschaltet ist, während ein Morsetaster gestattet, diese Teile kurzzuschließen. Die Drosselspule bzw. der Widerstand sollen so bemessen sein, daß, solange sie nicht kurzgeschlossen sind, die Röhre fortfährt Schwingungen zu erzeugen, die aber so weit geschwächt sind, daß keine Wellenausstrahlung erfolgt. Auf diese Weise soll erreicht werden, daß Zeichen ausgesandt werden können, ohne daß die Schwingungserzeugung aussetzt, noch merklich die Frequenz ändert.

In der britischen Patentschrift 162762 beschreibt William Theodore Ditcham in Twickenham Senderanordnungen für drahtlose Telegraphie mit

Röhren-, Lichtbogen- oder Funkensender. Das Wesen besteht darin, daß die Induktanz des Primärschwingungskreises oder des Sekundärkreises (Antennenkreises) oder beider in zwei Teile geteilt und der eine wesentlich kleinere und mit der Antenne gekoppelte Teil entfernt von anderen angeordnet ist und durch den Morsetaster kurz geschlossen werden kann. Auf diese Weise wird erreicht, daß jede Ausstrahlung durch die Antenne in den Zeichenpausen wirksam verhindert wird, da der Generator zwar fortfährt zu schwingen, eine direkte Induktion auf den Luft-

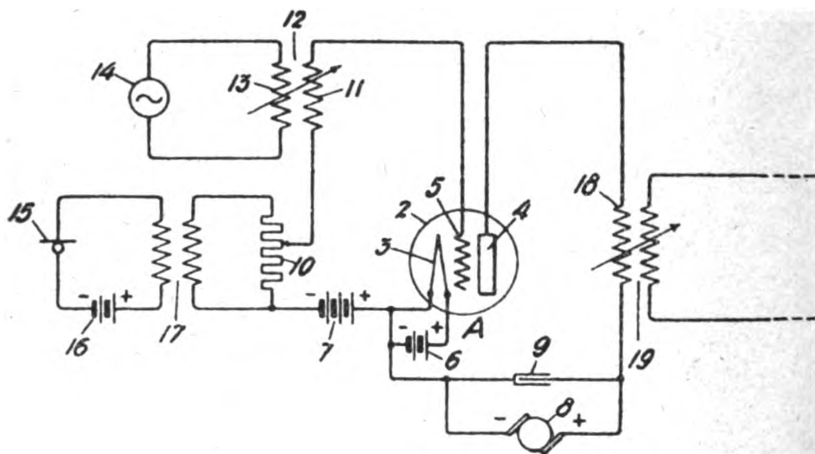


Fig. 11.

leiter aber in den Senderpausen wegen des Kurzschlusses der Kopplungsspule und ihrer räumlichen Entfernung vom Sender ausgeschlossen ist.

In der britischen Patentschrift 141 732 der Western Electric Co. Ltd. in London wird ein Sender für drahtlose Telephonie beschrieben, bei der der Gitterkreis einer Relais- oder Verstärkerröhre durch einen Hochfrequenzgenerator in Hintereinanderschaltung mit Mikrophonströmen fremdgesteuert wird. Es werden dann „vollkommen modulierte" Hochfrequenzschwingungen ausgesendet, d. h. also Hochfrequenzschwingungen, deren Amplitude zwischen einem Höchstwert und dem Wert Null schwankt. Fig. 11 zeigt diese Senderschaltung, die hiernach ohne weitere Erklärung verständlich sein wird. Bemerkt soll nur noch werden, daß durch das Potentiometer 10 und die Kopplung 11, 12, 13 das Amplitudenverhältnis der beiden Fremdsteuerungen (Hochfrequenzgenerator 14 und Mikrophon 15) eingestellt werden kann.

William Edward Berber beschreibt in der britischen Patentschrift 136654 eine Anordnung für drahtlostelephonischen Gegenverkehr; die Anordnung ist so getroffen, daß eine selbsttätige Umschaltung erfolgt; für gewöhnlich ist die Anordnung empfangsbereit, spricht man aber in das Mikrophon, so findet eine selbsttätige Umschaltung statt,

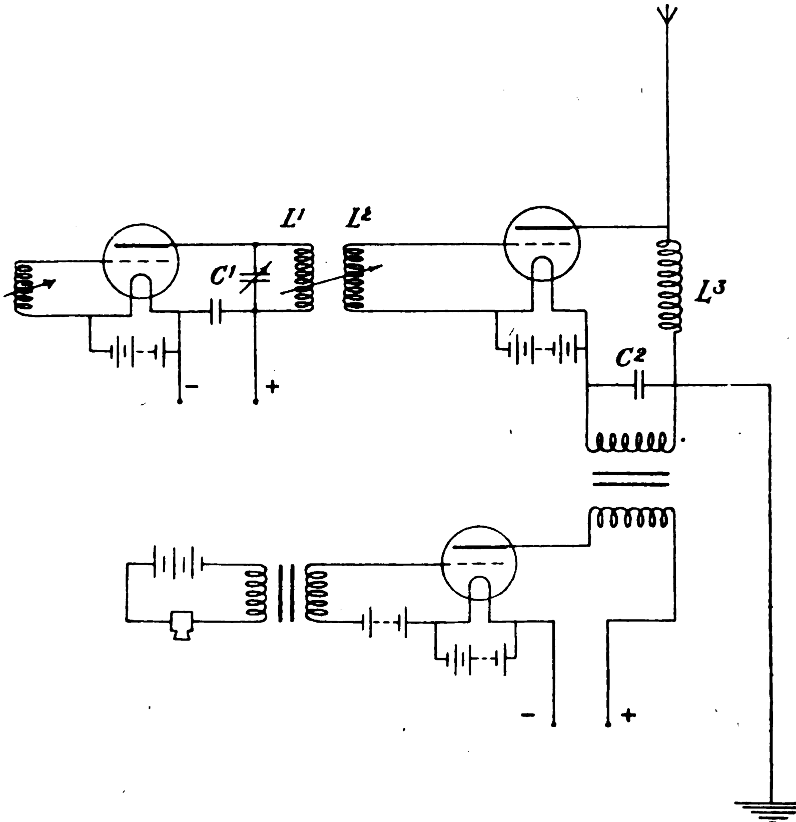


Fig. 12.

die sich nach Aufhören des Sprechens sofort wieder umkehrt. Es finden Röhrengeneratoren und Röhrenempfänger Anwendung, sowie ein Umschaltrelais, welches durch die Sprechströme betätigt wird und die Umschaltung bewirkt.

Die britische Patentschrift 146610 von Peter Pendleton Eckersley in London betrifft eine Senderanordnung für drahtlose Telephonie, die in einem Ausführungsbeispiel in Fig. 12 dargestellt ist. Eckersley

geht davon aus, daß bei den gewöhnlichen Röhrensendern mit Rückkopplung eine beträchtliche Zeitdifferenz vorhanden ist zwischen dem Aufdrücken einen Potentialdifferenz zwischen Anode und Glühkathode der Senderröhre und dem Auftreten der Hochfrequenzschwingungen in dem Schwingungskreise. Dies hat seinen Grund in dem nötigen Aufschaukeln der Kreise. Wenn z. B. die Anordnung so getroffen ist, daß im Luftleiter nur dann Schwingungen auftreten, wenn in das Mikrophon gesprochen wird, findet eine Verzerrung durch diese Zeit-

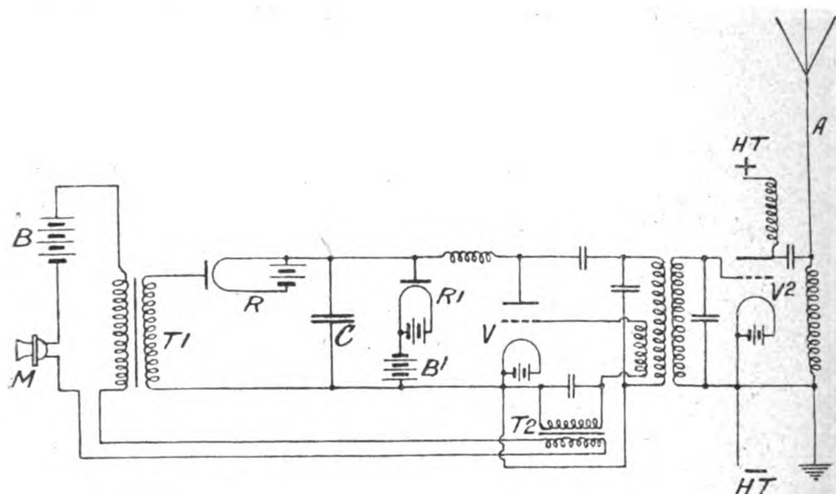


Fig. 13.

verzögerung statt. Dies soll nun hier vermieden werden. Dem Gitter der Energieröhre (Fig. 12), deren Anodenkreis über die Induktion L_3 mit der Antenne gekoppelt ist, werden aus einer Steuerröhre über einen Schwingungkreis $C' L'$ und die Kopplungspule L_2 Schwingungen zugeführt, deren Schwingungszahl mit der Eigenfrequenz der Antenne genau übereinstimmt. Der Anodenstrom für die Energieröhre wird durch eine Hochspannungsquelle über einen Transformator den Kondensatorklemmen C_2 zugeführt, wobei durch eine eingeschaltete Steuerröhre, deren Gitter durch die Mikrophonströme gesteuert wird, die Spannung im Rhythmus der zu übertragende Sprache gesteuert wird.

Henry Joseph Round in London beschreibt in der britischen Patentschrift 148632 einen Sender für drahtlose Telephonie. Das Wesen dieser Anordnung besteht darin, daß die Energie für den Speisestromkreis eines Röhrengenerators V mit Rückkopplung von den Sprechströmen geliefert

wird. Zu diesem Zweck ist der Stromkreis des Mikrophons M in Fig. 13 einmal über den Transformator T_1 und den in den Sekundärkreis derselben eingeschalteten Gleichrichter R an die Klemme des Speicherkondensators C gelegt und andererseits über den Transformator T_2 mit ihm gekoppelt. Infolgedessen findet nur während des Sprechens in das Mikrophon M eine Schwingungserzeugung statt. Die Anordnung kann auch nach Fig. 14 abgeändert werden, wobei eine Ventilröhre R' mit

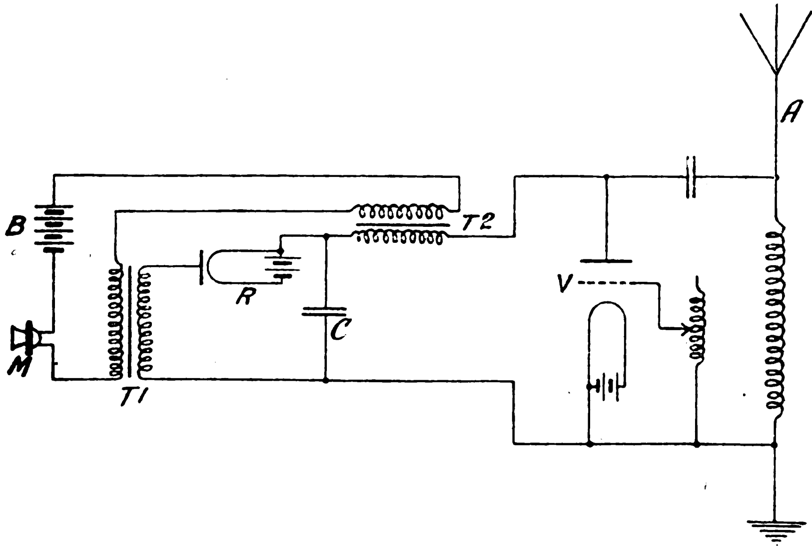


Fig. 14.

vorgeschalteter Batterie B' vorgesehen ist; dies soll verhindern, daß das Potential am Kondensator C über einen bestimmten Wert steigt und es soll dadurch die Zeit des Abklingens der Schwingungen verkürzt werden, wenn die Sprechschwingungen aufgehört haben. Fig. 14 zeigt ferner noch den Unterschied gegen Fig. 13, daß hier die Ströme der Röhre V nicht direkt die Antenne speisen, sondern zur Steuerung einer Relais- oder Verstärkerröhre V_2 dienen, die von einer Hochspannungsquelle HT gespeist wird.

Bücherbesprechungen.

W. Wien, Die Relativitätstheorie, vom Standpunkt der Physik und Erkenntnistheorie, Vortrag gehalten im Verwaltungsgebäude der Firma Siemens & Halske. 36 Seiten. Verlag von Johann Ambrosius Barth. Leipzig 1921. Preis M. 6.—

In außerordentlich dankenswerter Weise hat W. Wien seine Anschauungen über die Relativitätstheorie sine ira et studio zusammengestellt. Im Vorwort gibt Wien allen denen, die sich mit der Theorie befassen, den Rat, sich nicht als Anhänger oder Gegner der Theorie auszubilden, sondern sie so zu betrachten, wie es allein der Wissenschaft angemessen ist, nämlich als einen Weg, Eigenschaften der Naturgesetze zu erkennen, der ebensowohl richtig wie falsch sein kann. Heutzutage, wo man sehr oft sogar von Halbgebildeten Äußerungen über diese interessanten und geistreichen Arbeiten Einsteins hört, kann man nicht oft genug auf die zu beherzigenden Worte Wiens hinweisen:

„So sehr man wünschen muß, daß die wissenschaftlichen Ergebnisse, so weit sie sicher gestellt sind, Verbreitung finden und zur Kenntnis weiter Volkskreise gelangen, muß ich es doch offen aussprechen, daß mir hierfür bei der Relativitätstheorie die Zeit noch nicht gekommen zu sein scheint. Weder ist die Theorie, noch sind ihre Ergebnisse durch die Erfahrung endgiltig bestätigt. Eine allgemeine Erörterung von allem für und wider die Relativitätstheorie verbietet sich dadurch, daß ungemein mannigfache Fachkenntnisse dazu gehören. Mehr noch als für die platonische Schule gilt für die Relativitätstheorie:

„Jedem Nichtmathematiker ist der Eintritt verwehrt.“

H. Faßbender.

Prof. J. Herrmann, Die elektrischen Meßinstrumente. Sammlung Göschen, 477. Zweite Auflage, 127 Seiten mit 143 Figuren, Berlin 1921. Preis M. 6.—

Das vorliegende Bändchen bringt in der zweiten Auflage eine Zusammenstellung der für den praktischen Elektrotechniker besonders wichtigen Meßinstrumente. Die Auswahl des Stoffes ist sehr glücklich getroffen. Die Darstellung ist die aus den anderen Bändchen Herrmanns bekannte, die sich durch Klarheit und besonders leichte Faßlichkeit auszeichnet. Durch diese Art der Darstellung haben sich die Bändchen Herrmanns besonders unter den Studierenden zahlreiche Anhänger erworben.

H. Faßbender.

Edgar Hecht, Der Taylorismus als Hilfe in unserer Wirtschaftsnot. 32 Seiten. Verlag Anzengruber, Brüder Suschitzky, Leipzig. Wien. Dritte Auflage 1921. Preis M. 3.—

Das behandelte Thema erweckt gerade in unserer heutigen Zeit immer mehr Interesse. In der vorliegenden Broschüre sind diese Fragen sehr interessant behandelt. H. Faßbender.

H. Thurn, Das drahtlose Telegraphieren und Fernsprechen mit Hilfe von Kathodenröhren. 3. vermehrte Auflage. 106 Seiten mit 71 Abbildungen. Verlag Rich. Dietze, Berlin 1921.

In diesem Jahrbuch habe ich bereits früher die erste Auflage besprochen. Inzwischen hat sich das Büchlein weitere Freunde erworben. Der Charakter des Buches ist derselbe geblieben, der Stoff ist nicht unwesentlich erweitert worden. H. Faßbender.

Amann, Kulturgegensätze zwischen Europa und China. Ein Verständigungsversuch. 50 Seiten. Verlag von M. Krayn. Berlin 1921. Preis M. 7.50

Josef Geitler, Elektromagnetische Schwingungen und Wellen. Sammlung: Die Wissenschaft, Band 6. Zweite Auflage. 218 Seiten mit 113 Figuren. Verlag Vieweg & Sohn. Braunschweig 1921.

Ein sehr wertvolles Buch wird hier in gänzlich umgearbeiteter Form zur rechten Zeit der Öffentlichkeit übergeben. Gerade heute in der Zeit der stürmischen Entwicklung der Hochfrequenztechnik kommt die Behandlung ihrer Grundlagen häufig zu kurz. Der Ingenieur, auch der Spezialist findet keine Zeit und die Physik hat sich in der neuesten Zeit anderen Fragen vornehmlich zugewendet.

Geitler behandelt in seinem Buch zunächst die Theorie der vermittelten Fernwirkungen, ausgehend von Faraday, Maxwell und Hertz. Sodann wird die weitere Entwicklung in drei Abschnitten, elektromagnetische Wellen und Optik, Ausbreitung der elektromagnetischen Strahlung und endlich, naturgemäß nur im Rahmen dieses Buches, die Verfahren zur Erzeugung und Beobachtung elektromagnetischer Wellen behandelt. Das Buch stellt eine ebenso gründliche, wie interessante Arbeit dar.

H. Faßbender.

Georg Keinath, Die Technik der elektrischen Meßgeräte. 448 Seiten mit 372 Abbildungen. Verlag R. Oldenbourg. München und Berlin 1921.

Wie in jedem anderen Gebiet der Elektrotechnik, so kann auch gerade in diesem Gebiet bei der Behandlung des Stoffes ein sehr verschiedener Standpunkt eingenommen werden. In dem Jaegerschen Buch finden wir den Standpunkt des Physikers vertreten. Der Elektrotechniker kann den Stoff wiederum vom Standpunkt des Theoretikers oder vom Standpunkt des praktischen Konstrukteurs behandeln. Keinath nimmt in seinem Buch diesen letzten Standpunkt ein. Sein Buch kann wohl als die glücklichste Darstellung der Meßinstrumente von diesem Standpunkt aus bezeichnet werden. Es umfaßt eine Fülle von Material, das Keinath unmittelbar aus der Praxis geschöpft hat. Dabei erscheint es selbstverständlich, daß Keinath das Material seiner Firma besonders eingehend behandelt. Auch gereicht diese Einseitigkeit dem Buch kaum zum Schaden. Ein letzter, nicht allzu großer Abschnitt ist den Meßmethoden gewidmet. Hierbei hat Keinath den Stoff beschränkt und im wesentlichen etwa die Methoden behandelt, die der praktische Elektrotechniker bei Abnahmeversuchen anzuwenden hat. H. Faßbender.

Eugen Nesper, Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Ein Lehr- und Nachschlagebuch der drahtlosen Nachrichten-

übermiitlung. Zwei Bände, 708 und 545 Seiten, mit 1321 Abbildungen in Text und auf Tafeln. Verlag Julius Springer. Berlin 1921.

Preis M. 390.—

Das Buch stellt, soweit mir die in- und ausländische Literatur bekannt ist, das gegenwärtig umfangreichste Werk dar. Dabei vertritt es zum Unterschied von allen andern Büchern einen eigenen Standpunkt, der in der Betonung der historischen Entwicklung ihren Ausdruck findet. Dem Verfasser ist es gelungen, eine Unmenge von Material geordnet zu sammeln, das vielen von uns schon fast aus dem Gedächtnis entschwunden ist. Ein sehr umfangreiches Inhaltsverzeichnis erleichtert den Überblick über den gesamten Stoff. Schon allein dieses Inhaltsverzeichnis läßt die Fülle des Gebotenen erkennen. Das Buch wird wegen des großen Umfangs des Stoffs im In- und Ausland großes Interesse finden. Bei einer Neuauflage wäre es zu wünschen, wenn die bei der Fülle des Stoffs unvermeidlichen Fehler beseitigt würden, die sich hier und da eingeschlichen haben. Endlich würde der Wert des Buches erhöht, wenn alle Behauptungen besonders auf dem Gebiet der Patente durch kurze Quellenangabe gestützt würden.

Die Ausstattung des Buches ist beste Friedensausführung. M. E. scheint der Verlag die Kaufkraft der inländischen Ingenieure bei Festsetzung des Preises allerdings nicht berücksichtigt zu haben

H. Faßbender.

J. H. Morecroft, Principles of Radio Communication. 935 Seiten. Verlag Covent Garden, Henrietta Street No. 11, London WC 2. 1921.

Das Buch stellt eine sehr umfangreiche Arbeit dar. In 12 Kapiteln wird der gesamte Stoff behandelt: I. Fundamental-Gesetze. II. Widerstand, Induktion und Kapazität. III. Allgemeiner Überblick über die drahtlose Nachrichten-Übertragung. IV. Gesetze der Schwingungskreise. V. Funkentelegraphie. VI. Vakuum-Röhren. VII. Ungedämpfte Telegraphie. VIII. Radio-Telephonie. IX. Antenne und Strahlung. X. Wellenmesser. XI. Verstärker. XII. Hochfrequenz Messungen.

Wie aus dem Inhalt hervorgeht, behandelt das Buch den Stoff etwa von dem Standpunkt, den unser hoffentlich bald in neuer Auflage erscheinender Zenneck einnimmt. Es ist für unsere Ingenieure nützlich. den Stoff auch von amerikanischer Seite beleuchtet zu sehen.

H. Faßbender.

Literaturverzeichnis.

Adam, Michel, Rad. Él. 2, 2, S. 86, 1921. Quelques nouveaux procédés de bobinage.

Alexanderson, E. F. W., El. World 77, S. 163, 1921. Magnetic Losses at High Frequency.

Appleton, E. V., Rad. Rev. 2, 8, S. 419, 1921. On the Function of the Variable Anode Tap Connection in Triode Generators.

Banneitz, F., Elektrot. Ztschr. 42, 27, S. 714, 1921. Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost.

de Bellescize, H., Rad. Él. 2, 2, S. 69, 1921. La résonance et la sécurité des communications radiotélégraphiques. (Fin.)

Bellini, E., Electrician **86**, 8, S. 220, 1921. Ref. Sc. Abstr. 24 B, S. 213, 1921. El. World **77**, S. 839, 1921. Ann. des Postes, Télégr. et Téléph. **10**, S. 336, 1921. Rad. Rev. **2**, 8, S. 438, 1921. The Errors of Direction Finders.

Benischke, Gustav, Elektrot. Ztschr. **42**, 26, S. 695, 1921. Resonanzspule, Dissonanzspule, Löschtransformator.

Boucherot, P., Rev. Gén. de l'Él. 8, S. 827, 1920. On the Question of the Existence of Two Resonant States in Circuits containing Iron.

Brun, J., Rad. Él. **2**, 2, S. 51, 1921. Les stations du réseau radiomaritime français.

Carson, J. R., Phys. Rev. **17**, S. 116, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 8, S. 432, 1921. Theory and Calculation of Variable Electrical Systems.

Case, T. W., ebenda S. 398. New Strontium and Barium Photoelectric Cells.

Colpitts, E. H., and **O. B. Blackwell,** Electrician **86**, 16, S. 451, 1921. Carrier Current Telephony and Telegraphy.

Culver, C. A., Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 301, 1921. Electrician 87, 9, S. 271, 1921. Ref. Él. World 77, S. 781, 1921. Techn. Rev. 8, S. 144, 1921. Rad. Rev. 2, 8, S. 443, 1921. Guided-wave Telephony.

Dowling, J. J., Proc. Dubl. Roy. Soc. **16**, S. 175, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 299, 1921. Rad. Rev. **2**, 8, S. 435, 1921. Sensitive Valve Method for the Measurement of Capacity.

Dufour, A., Journ. de Phys. (Radium) **1**, S. 147, 1920. Ref. Bull. Soc. Belge Él. **35**, S. 77, 1921. The Cathode Ray Oscillograph.

Duncan, R. D., Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 23, 1921. Telegr. and Teleph. Age **39**, S. 74, 98, 122, 146, 173, 196, 1921. Ref. El. World **77**, S. 498, 1921. Nature **107**, S. 87, 1921. Rev. Gén. de l'Él. **9**, S. 1672, 1921. Radio News **2**, S. 592, 640, 1921. Techn. Rev. **9**, S. 172, 1921. Sc. Abstr. 24 B, S. 312, 1921. Rad. Rev. **2**, 8, S. 444, 1921. Recent Attainments in Wired Radio.

Duroquier, F., Nature, La, **49**, Suppl. S. 107, 1921. Multilayer Inductance Windings.

Eccles, W. H., and **J. H. Vincent,** Proc. Roy. Soc. London A 96, 680, S. 455, 1920. On the Variations of Wavelength of the Oscillations Generated by Three-electrode Thermionic Tubes due to Changes in Filament Current, Plate Voltage, Grid Voltage or Coupling.

Electrician 86, 2, S. 49, 1921. Some Modern Developments in Radio Installations for Ships.

— ebenda S. 110. New Wireless Station at Northolt.

— ebenda 9, S. 255. Fused Silica Valves for Wireless Work.

— ebenda 16, S. 445. Carrier Current Telephony and Telegraphy.

— ebenda S. 464. Modern Developments in Wireless Telegraphy and Telephony.

El. Umsch. 9, 13, S. 203, 1921. (Ref. über J. J. Bennett, Engineering **61**, 2877, S. 187, 1921.) Das „Führerkabel" in Portsmouth.

— ebenda S. 205. (Ref. über James A. Cook, Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, 2, S. 93, 1921.) Die Messung von relativen Wirbelstromverlusten in Litzen.

Elektrot. Ztschr. 42, 19, S. 493, 1921. Quecksilberdampf-Kleingleichrichter.

— ebenda 32, S. 889. Neue Großfunkstation in Nordamerika.

Emersleben, O., Phys. Ztschr. **22**, 14, S. 393, 1921. Freie Schwingungen in Kondensatorkreisen.

Ettenreich, R., E. u. M. **39**, 10, S. 116, 1921. Verh. d. D. Phys. Ges. (3) **2**, 1, S. 12, 1921. Messung sehr kleiner Kapazitäten.

Flight, W. S., Beama Journ. **7**, S. 367, 467, 1920; **8**, S. 23, 1921. Spark-over Voltages through Air.

Fry, Thornton C., Phys. Rev. **17**, 4, S. 441, 1921. The Thermionic Current between Parallel Plane Electrodes; Velocities of Emission Distributed according to Maxwells Law.

Gibbon, C. O., Journ. Amer. Inst. El. Eng. **39**, S. 660, 1920. Ref. El. World **76**, S. 647, 1920. Techn. Rev. **7**, S. 426, 1920 Sc. Abstr. 23B, S. 416, 1920. Rev. Gén. de l'Él. **8**, S. 129D, 1920. Design of Air Core Inductance Coils of Minimum Weight for a given Inductance and Resistance.

Guinchant, J., Rad. Él. **1**, S. 441, 1921. Ref. Rad. Rev. **2**, 8, S. 436, 1921. The Standardisation of Antenna Ammeters.

Hiecke, Richard, E. u. M. **39**, 35, S. 425, 1921. Die Berechnung der Kapazität elektrischer Leitungen und damit zusammenhängende Aufgaben.

Högelsberger, L., ebenda 34, S. 413. Entwicklung und Fortschritte beim Bau von Großradiostationen.

Ind. Él. 29, 661, S. 12, 1920. (Ref. über M. Jacquerod, Archives de Genève 15. 7. 1917.) Mesures de capacités.

— ebenda 662, S. 26. Oscillographe cathodique.

— ebenda 678, S. 355. La Radiogoniometrie pendant la guerre.

— ebenda 680, S. 394. Mesure du champ électromagnetique d'ondes radiotélégraphiques transoceaniques.

Johnson, J. B., Phys. Rev. **17**, S. 420, 1921. A Low Voltage Cathode Ray Oscillograph.

Karolus und Prinz Reuss, Phys. Ztschr. **22**, 12, S. 362, 1921. Über eine einfache Methode zur Bestimmung von Kapazitäten mittels Glühkathodenröhre.

Kaufmann, W., Ztschr. f. Phys. **5**, 5/6, S. 315, 1921. Wechselstromanalyse an einem Hochfrequenzgenerator.

— ebenda S. 316. Die Stromform induzierter Wechselströme.

— und **Fr. Serowy,** ebenda S. 319. Druckmessung mittels Glühkathodenröhren.

Kolster, F. A., Wireless Age **8**, S. 16, März 1921. Development of the Radio Beacon.

Larigaldi, M., Bull. Soc. Fr. Él. (4) **1**, S. 185, 1921. Recent Applications of Infra-red Radiations.

Latour, Marius, El. World **76**, 11, 1920. Basic Theory of Electron Tube Amplifiers I.

— Rad. Rev. **2**, 8, S. 403, 1921. A High-Frequency Machine of Greater Specific Power and Higher Efficiency.

Littlehales, G. W., Journ. Amer. Soc. Nav. Eng. **32**, S. 38, 1920. Journ. Wash. Acad. Sc. **11**, S. 59, 1921. The Prospective Utilisation of Vessel-to-Shore Radio Compass Bearings in Aerial and Transoceanic Navigation.

Lübben, Carl, Ztschr. f. Fernmeldetechnik **2**, 8, S. 145, 1921. Die Hochfrequenztelephonie mit Röhrensender.

Macdonald, W. A., Rad. Rev. 2, 8, S. 409, 1921. Radio Telephone Circuits and Modulation.

Marchand, H., Ind. Él. 29, 661, S. 4, 1920. La goniometrie radioélectrique dans la navigation aerienne.

— Bull. Soc. Belge Él. 35, S. 3, 1921. Radio Direction Finding.

Margand, F., Rev. Gén. de l'Él. 9, S. 635, 1921. On the Question of the Existence of Two Resonant States in Circuits containing Iron.

Martin, Rad. Él. 2, 2, S. 93, 1921. Note sur le développement de la Télégraphie sans fil et son rapport avec la sécurité de la navigation.

Mayer, Julius M., Rad. Rev. 2, 8, S. 424, 1921. The „Feedback" or „Regenerative" Valve Circuit.

Merritt, E., Phys. Rev. 17, S. 524, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 8, S. 436, 1921. Polarisation Capacity and Polarisation Resistance as Dependent upon Frequency.

Mestraup, A., Rev. Gén. de l'Él. 9, S. 363, 1921. On an Electrical Analogy for Undamped Oscillations.

Meyer, Edgar, Ann. d. Phys. (4) 65, 12, S. 335, 1921. Über die Beeinflussung des Funkenpotentials in Luft durch geringe Verunreinigungen.

Murdoch, C. C., Phys. Rev. 17, S. 626, 1921. A Study of the Photoactive Electrolytic Cell, Platinum—Rhodamine B—Platinum.

Pauli, Heinrich, Ann. d. Phys. (4) 65, 11, S. 274, 1921. Zur Theorie der Messungen mittels ungedämpfter elektrischer Schwingungen an zwei magnetisch gekoppelten Kreisen.

— ebenda 12, S. 376. Dämpfungsmessungen mit ungedämpften elektrischen Schwingungen.

Perkins, C. S., Wireless Age 8, S. 23, Febr. 1921. A Study of Electrical Resonance in Radio Transmitters.

Perry, A., Rad. News 2, S. 683, 752, 1921. Aeroplanes and Radiogoniometers.

Petitjean, M., Rad. Él. 2, 2, S. 60, 1921. La liaison radioélectrique Paris—Londres.

Pomey, J. B., Electricien 52, S. 31, 202, 1921. Submarine Telegraphic Transmission.

Porter, A. W., and R. E. Gibbs, Phil. Mag. 41, S. 432, 1921. On Systems with Propagated Coupling.

Press, A., Electrician 86, S. 72, 1921. Ref. Sc. Abstr. 23B, S. 79, 1921. Rev. Gén. de l'Él. 9, S. 805, 1921. Rad. Rev. 2, 8, S. 433, 1921. Qm-Operators and Hysteresis Harmonics.

Rad. Él. 2, 2, S. 83, 1921. Organisation de la radiotélégraphie dans la Marine.

— ebenda S. 90. Legislation en France.

— ebenda S. 92. La Télégraphie sans fil et la sécurité de la navigation.

Research Laboratories of the American Telephone and Telegraph Company and of The Western Electric Company, New York, El. World 77, S. 163, 1921. A High Frequency Bridge.

Research Staff of the General Electric Company, Phil. Mag. 42, 248, S. 227, 1921. The Disappearance of Gas in the Electric Discharge. III.

Respondek, Georg, Elektrot. Ztschr. 42, 26, S. 697, 1921. Das drahtlose Welt- und Kolonialnetz Frankreichs.

Rothé, M., C. R. 172, S. 1345, 1921. Rev. Scient. **59**, S. 313, 1921. Ref. Rad. Rev. 2, 8, S. 438, 1921. The Influence of Atmospheric Conditions on Radio Direction Finding.

Schüler, L., Elektrot. Ztschr. **42**, 19, S. 481, 1921. Ein neuer Pendelgleichrichter.

Schweizerische Bauzeitung 76, S. 230, 1920. Ref. Rev. Gén. de l'Él. **9**, S. 59 D, 1921. Multiplex Telegraphy and Telephony with High-frequency Currents along Wires.

Science and Inv. 9, S. 50, 84, 1920. A Decremeter for the Amateur.

Shaughnessy, E. H., Electrician 87, 9, S. 266, 1921. Imperial Wireless Station at Leafield, Oxfordshire

Steinmetz, B., Wireless Age 8, S. 29, Jan. 1921. Multilayer Inductances for Long Waves.

Stücklen, Hildegard, Ann. d. Phys. (4) **65**. 12, S. 369, 1921. Über den Einfluß von Wasserdampf auf das Funkenpotential.

Takagishi, Eijiro, Electrician 86, 14, S. 369, 1921. Behaviour of a Three-Electrode Vacuum Tube as an Oscillation Generator. (Concluded.)

Townsend, J. S. and **J. H. Morrell,** Phil. Mag. **42**, 248, S. 265, 1921. Electric Oscillations in Straight Wires and Solenoids.

Vallauri, G., Electrician **86**, 9, S. 249, 1921. Measurement of the Electromagnetic Field of Transoceanic Radiographic Waves.

Wägler, Ztschr. f. Fernmeldetechnik 2, 8, S. 155, 1921. (Ref. über Elettricista Mai 1921, S. 66.) Verstärkung elektrischer Ströme in der Bunsenflamme.

Whipple, F. J. W., Proc. Roy. Soc. **96 A**, S. 465, 1920. Ref. Sc. Abstr. 23 A, S. 399, 1920. Journ. d. Phys. (Radium), Suppl. S. 35, Aug. 1920. Equal Parallel Cylindrical Conductors in Electrical Problems.

Whitehead, J. B. and **F. W. Lee,** Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, S. 373, 1921. The Electric Strength of Air under Continuous Potentials as influenced by Temperature.

Whitmore, L E., Phys. Rev. 15, S. 559, 1920. Capacitive Couplings in Radio Circuits.

Will, J. B., Proc. U. S. Nav. Eng. **46**, S. 851, 1920. Radio Compasses.

Wilson, W. H. and **T. D. Epps,** Proc. Phys. Soc. London **32**, S. 326, 1920. Ref. Nature **105**, S. 842, 1920. Engineer **130**, S. 143, 1920. El. World **76**, S. 584, 1920. Techn. Rev. 7, S. 257, 1920. Sc. Amer. **123**, S. 443, 1920. Sc. Abstr. 24 A, S. 137, 1921. Rad. Rev. 2, 8, S. 436, 1921. The Construction of Thermo couples by Electrodeposition.

Wireless World 8, S. 350, 1920. Ref. Telegr. u. Fernspr. Techn. **10**, S. 30, 1921. Absolute Direction Finding with a Loop Aerial.

Wright, G. M. and **S. B. Smith,** Rad. Rev. 2, 8, S 394, 1921. The Heart-shaped Polar Diagram and its Behaviour under Night Variations.

Zahm, A. F., Journ. Frankl. Inst. **191**, S. 381, 1921. Harmonic Oscillations.

Kurze Mitteilungen.

(Beiträge aus dem Leserkreis erbeten.)

Genehmigungspflicht der Vorführungen über drahtlose Telegraphie und Telephonie. Das Reichspostamt teilt mit: „Vorträge über Funk-Telegraphie und -Telephonie finden bei dem allgemeinen Interesse, das dem neuen Verkehrsmittel entgegengebracht wird, immer einen dankbaren Zuhörerkreis. Es ist verständlich, wenn bei ihnen der Vortragende sich den Beifall seines Publikums durch praktische Vorführung betriebsmäßiger Einrichtungen im besonders hohen Maße zu erringen bestrebt; für den Laien bleibt ja die Tatsache der drahtlosen Übertragung der Telegraphierzeichen und des gesprochenen Wortes immer der beste Beweis für die ihm meistens trotz lichtvollsten Vortrags geheimnisvoll bleibenden Vorgänge. Aber der Vortragende darf dabei nicht vergessen, daß Vorführungen dieser Art der vorherigen Genehmigung durch die Reichs-Telegraphenverwaltung bedürfen, da nach § 3 Absatz 2 des Telegraphengesetzes vom 6. April 1892 (Abänderungsgesetz vom 7. März 1908, Reichsgesetzblatt Seite 79) elektrische Telegraphenanlagen, welche ohne metallische Verbindungsleitungen Nachrichten vermitteln, nur mit Genehmigung des Reichs errichtet und betrieben werden dürfen.

Das Reichspostministerium ist durchaus geneigt, Bestrebungen, das Verständnis für die Funktelegraphie weiteren Kreisen der Bevölkerung nahezubringen, zu fördern und bei der Genehmigung von Vorführungen auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie und Telephonie vorgetragenen Wünschen nach Möglichkeit entgegenzukommen. Grundsätzlich muß jedoch darauf bestanden werden, daß von den Vortragenden selbst wie auch von den Veranstaltern solcher der Genehmigung des Reichs unterliegender Vorführungen die gesetzlichen Bestimmungen beachtet werden und daß die vorgeschriebene Genehmigung vorher eingeholt wird, zumal bei etwaigen Vorführungen des Fernempfangs und der Richtwirkung der Rahmenantenne die Wahrung des Telegraphengeheimnisses nicht gesichert ist."

Diese Bestimmungen der Reichspost werden in manchen Fällen als empfindliche Erschwerung empfunden werden. Die Schriftleitung.

Persönliches. Dr. G. W. O. Howe Abteilungsleiter für elektrische Normalien und Messungen bei National Physical Laboratory und Herausgeber der Radio Review, ist auf den neugeschaffenen James-Watt Lehrstuhl für Elektrotechnik an der Universität Glasgow berufen worden. Dr. Howe war 1901—03 Ingenieur im Dynamowerk der Siemens-Schuckert-Werke und Mitglied des technischen Ausschusses des Elektrotechn. Vereins.

Herr Professor FASSBENDER

hat eine Berufung als Professor und Direktor der Abteilung für Elektrotechnik und Maschinenbau in La Plata erhalten und angenommen. Er scheidet daher für einige Jahre aus dem deutschen Wirkungskreise aus und ist leider nicht mehr in der Lage, das Jahrbuch weiter herauszugeben. Unter Herrn Professor Fassbenders Leitung hat das Jahrbuch einen sehr erfreulichen Aufschwung genommen. Der Leserkreis hat sich nicht nur in Deutschland, sondern auch im gesamten Ausland derartig vergrößert, daß das Jahrbuch eine maßgebende Stellung in der Fachliteratur des In- und Auslandes sich erworben hat. Ich bedaure lebhaft das Scheiden des Herrn Professor Fassbender, doch bleibt er auch in seiner neuen Stellung als Mitarbeiter dem Jahrbuch erhalten.

Die Herausgabe des Jahrbuches übernimmt

Herr Dr. NESPER

Unter seiner Leitung wird die bereits seit längerer Zeit geplante Erweiterung des Jahrbuches durchgeführt werden, und der unterzeichnete Verlag hofft, daß seine Bemühungen um die weitere Entwicklung des Jahrbuches unter der neuen Leitung ebenfalls von Erfolg begleitet sein werden.

BERLIN W. 10,
im Dezember 1921.

M. KRAYN
Verlagsbuchhandlung.



